RADIO ELECTRONIQUE

BERTILLOT avec la collaboration de F. MAILLY

LES SUPERHÉTÉRODYNES MODERNES

* NOTIONS COMPLÉMENTAIRES

* ÉTUDE GÉNÉRALE DES FONCTIONS ET DES CIRCUITS PRÉCÉDANT L'AMPLIFICATEUR B. F.

* ÉTUDE DES DISTORSIONS BASSES FRÉQUENCES AVANT LEURS ORIGINES DANS LES DISPOSITIFS DÉTECTEURS CHANGEURS DE FRÉQUENCE ET AMPLIFICATEURS M.F. ET H.F.

DOCUMENTS TECHNIQUES "PHYSAP"

BERTILLOT
avec la collaboration de
F. MAILLY

LES SUPERHÉTÉRODYNES MODERNES

* Notions complémentaires.

* Etude générale des fonctions et des circuits précédant l'amplificateur B. F.

* Etude des distorsions basses fréquences ayant leurs origines dans les dispositifs détecteurs changeurs de fréquence et amplificateurs M.F. et H.F.

AUX ÉDITIONS ELZEVIR

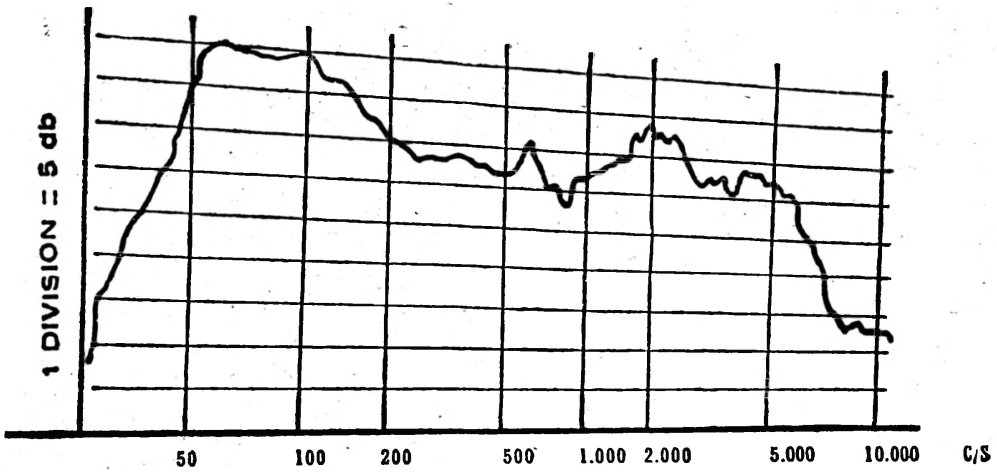
Copyright by "Physap" 1946.

HAUT-PARLEURS
AUDAX

AUDAX a pris, voici quelques années, l'initiative d'équiper un laboratoire très moderne pour l'étude des haut-parleurs et le contrôle de la fabrication.

Seule, cette façon d'opérer, où chaque essai est sanctionné par des chiffres, ou mieux une courbe, permet de progresser à grands pas dans le domaine peu exploré et complexe de l'électro-acoustique.

Les résultats obtenus à ce jour sont des plus brillants et AUDAX réalise dès maintenant, et bien que son programme ne puisse être entièrement réalisé, des haut-parleurs équivalents aux meilleures marques américaines.



La courbe de réponse ci-dessus est obtenue pour un haut-parleur AUDAX type A21A de 21 centimètres de diamètre. On voit l'excellente réponse aux fréquences les plus basses sans que surgissent des résonances.

Au delà de 7.000 périodes, la descente rapide de la courbe indique que les bruits perturbateurs, souffle, etc., ne sont pas reproduits, alors que la fréquence de 7.000 périodes est largement suffisante pour reproduire la modulation des émetteurs limités à 4.500 périodes.

Ce type de haut-parleur, prévu pour les récepteurs de qualité, donne des résultats excellents avec un montage BF classique et peut supporter des dispositifs spéciaux de correction d'amplification en fréquence, même pour une action très importante de ceux-ci.

SOCIÉTÉ AUDAX

45, avenue Pasteur, MONTREUIL-S-BOIS (Seine) — Avron 20-13 et 20-14

SÉCURIT

Les Etablissements Sécurit ont gagné leur réputation par la qualité de leur fabrication et leurs performances sont classées parmi les meilleures et ont été rarement égalées.

Les bobinages sont étudiés pour avoir une forte surtension, de même les condensateurs au mica sont sélectionnés, ce qui permet d'obtenir les résultats suivants :

En moyenne fréquence, avec les modèles 210-211 : gain de 41 à 43 décibels et un affaiblissement de 40 db à 10 Kc, et suivant le mode de détection employé, une courbe de réponse BF absolument constante, quel que soit le niveau HF modulé jusqu'à 80 %. Avec le bloc modèle courant 516 accouplé à un amplificateur équipé en UF 210-211, la sensibilité moyenne de l'ensemble sur les trois gammes OC-PO-GO, est de 10 μv, sans descendre au-dessous de 8 μv, ni monter au-dessus de 25 μv, ce qui assure une excellente régularité de réception.

Naturellement, le système à sélectivité variable permet une musicalité encore meilleure puisque les 40 db, dans ce cas, ne sont atteints qu'à 20 Kc.

Parmi nos fabrications, les MF 212-213 à coefficient de self-induction plus fort permettent une amplification plus élevée (jusqu'à 48 db), mais l'affaiblissement n'étant plus que de 30 db environ à 10 Kc.

Nos autres blocs 513 et 514 sont étudiés pour que la bande passante soit suffisante quand on emploie des MF sur bande musicale — 6 db à 10 Kc. Les gammes couvertes permettent, soit 2 OC+1 PO+1 GO, soit 2 OC—2 PO—1 GO, avec des sensibilités toujours très constantes et des oscillateurs très stables.

En définitive, notre matériel est conçu pour donner, aux postes récepteurs sur lesquels il est monté, des qualités de sélectivité et de sensibilité qui permettent d'en faire des postes de grande classe sans études coûteuses.

SÉCURIT

10, avenue du Petit Parc — VINCENNES (Seine)

RADIO-L. L.

La grande marque Française de qualité

RÉCEPTION

ÉMISSION

TÉLÉVISION

RADIO-L. L.

INVENTEUR DU SUPERHÉTÉRODYNE

Distribution Générale et Réparations :

S.A.E.D.R.A. 5, rue du Cirque, PARIS 8e. Ely. 14-30, 14-31

Usines et Laboratoires : 137, rue de Javel, PARIS 15e. Vau. 49-14, 49-15

FOIRE DE PARIS 1946 - HALL DE LA RADIO - STAND 2.926

RIBET & DESJARDINS

Les Etablissements Ribet et Desjardins qui ont depuis six ans orienté les recherches de leurs laboratoires principalement dans le domaine de l'Oscillographe cathodique et de ses applications présentent dans leur catalogue les trois modèles suivants :

OSCILLOGRAPHE 267 « B ».

Tube de 95 % vert remanent ou bleu (photographie).
Balayage linéaire de 10 à 40.000 p.p.s.
Amplificateur vertical à sortie symétrique gain 2.000 ou 80 bande passante 1 p.p.s. à 200.000 p.p.s. à 500.000 p.p.s. le gain chute de 6 db.
Sur le gain 80, l'amplificateur fonctionne en courant continu.
Horizontalement, on dispose, soit du balayage, soit d'un amplificateur distinct du précédent.
Gain 30, bande passante 1 à 20.000 p.p.s.

Cet appareil qui convient aussi bien aux laboratoires Radio qu'aux besoins industriels, a été tout particulièrement étudié au point de vue simplicité et sécurité d'emploi.
Ces amplis complètement stabilisés, par rapport aux irrégularités du secteur assurent une déviation du spot sans déformation visible dans toute l'étendue de l'écran.

OSCILLOGRAPHE 265 « B ».

Tube de 95 % vert remanent ou bleu.
Balayage linéaire de 5 à 150.000 p.p.s.
Fonctionnement, soit en déclenché, soit en relaxé.
Deux amplificateurs distincts peuvent être, soit mis en série, soit mis en parallèle, utilisés séparément.
Pour chaque ampli :
Gain : 15 bande passante 1 p.p.s. à 1 Mo.
Gain : 60 bande passante 1 p.p.s. à 100 Ko.

OSCILLOGRAPHE 263 « B ».

Tube de 110 % vert remanent ou bleu.
Balayage linéaire de 5 à 250.000 p.p.s.
Fonctionnement, soit en déclenché, soit en relaxé.
Un amplificateur vertical.
Gain : 300 bande passante 1 p. p. s. à 500.000 p.p.s. ou
Gain : 3.000 bande passante 1 à 4 Mc.

Il permet l'examen de phénomènes ultra-rapides, en utilisant pour balayage le retour du spot qui peut s'effectuer dans un temps de 0,5 u/s.
Il comporte, en outre, un diviseur de tension d'entrée d'ampli absolument apériodique permettant de régler son gain sans introduire de déphasage dans toute l'étendue de sa bande passante.

Comme appareil dérivant de l'Oscillographe cathodique ou le complétant, nous trouvons dans le catalogue de la Société Rivet et Desjardins les deux appareils suivants :

COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE 715 « B».

Il permet l'observation sur tube cathodique de deux phénomènes simultanés.
Gain : 200 bande passante 2 p.p.s. à 1 M.C.s.
Fréquence de commutation réglable de 5.000 à 25.000 p.p.s.
Il comporte pour chacun de ses amplificateurs un diviseur d'entrée apériodique indispensable pour un appareil devant permettre des comparaisons rigoureuses de phase de phénomènes transitoires ou de fréquences très variées.

GÉNÉRATEUR H.F. MODULÉ EN FRÉQUENCE 475 « C ».

Destiné à l'observation des courbes de sélectivité et à l'alignement rapide des récepteurs Radio. Il comporte dans un même ensemble :

I. — OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE

Balayage 5 à 40.000 p.p.s.
Ampli vertical gain : 500 bande passante 2 p.p.s. à 1 Mc = 2 dB. sortie symétrique.
Ampli horizontal gain : 30 bande passante 2 à 20.000 p.p.s.

II. — GÉNÉRATEUR H. F.

Modulation réglable à 0 à ± 50 Kc.
Gamme continue de fréquence de 100 Kc à 2 Mc et 5 points en O C. à 6,5-9-13-16 et 2 Mc.
Il fonctionne en simple ou double trace.
Indépendamment des appareils dérivant de l'oscillographe cathodique, la Société Ribet et Desjardins présente un petit générateur HF d'encombrement réduit possédant cependant toute la précision que recherchent actuellement les techniciens de la Radio.

GÉNÉRATEUR H. F. 427 « B ».

Gamme de 100 Kc à 30 Mc en 5 bandes.
Précision en fréquence ± 1 % (sur 472 Kc ± 0,3 %).
Précision sur tension de sortie ± 20 %.
Jusqu'à 20 Mc, les fuites sont inférieures à 1 mv.

Il comporte un voltmètre à lampe, un réglage de profondeur de modulation et une sortie BF à 400 p.p.s.
Il est fourni avec câble blindé de 1 M bouclé sur son impédance caractéristique.
Le cadran comporte, outre les échelles habituelles, les repères 472 Kc et 1 Mc ± 9 Kc pour le contrôle de sélectivité imposé par le Label Radio.

RIBET & DESJARDINS

13 à 17, rue Périer — MONTROUGE (Seine)

POLER

RÉCEPTEURS DE CONCERTS

Les fabrications POLER présentent une production hors pair dans sa qualité et sa régularité.

On a recherché la souplesse du réglage et la qualité de reproduction musicale en gardant les meilleures performances radioélectriques.

Ces résultats mis au point dans le laboratoire spécialement équipé pour POLER sont indiqués ci-après pour un modèle de récepteur courant.

Sensibilité : 20 microvolts en OC, 10 microvolts en PO, 12 microvolts en GO.

Sélectivité : 37 décibels à f 10 Kc pour le modèle à sélectivité fixe.

L'antifading a été spécialement mis au point pour éviter la distorsion à son seuil de fonctionnement à 150 microvolts. Le rapport des puissances de sortie est de 1,6 pour un rapport de 10 des tensions d'entrée.

Quelle que soit la puissance de fonctionnement du haut-parleur jusqu'à 1,5 watt, quelle que soit la position du réglage de tonalité et même avec 100 microvolts modulés à 80 % sur l'antenne, la distorsion harmonique ne dépasse pas 7,5 %.

En radio modulée la courbe de réponse est naturellement limitée par la sélectivité mais se tient à $\pm$ 1 décibel de 60 pps à 2.000 pps, et ne tombe que de 10 décibels à 4.000 pps. En pick-up la courbe se tient à 1 $\pm$ décibel de 50 pps à 5.000 pps.

Il est remarquable aussi que la distorsion harmonique s'écarte très peu de la valeur donnée ci-dessus dans toute la gamme de fréquence reproduite.

On a pris un soin particulier pour que la finesse de reproduction musicale soit conservée aussi bien en radio qu'en pick-up.

La conception du montage mécanique exclut toute irrégularité dans le câblage et permet ainsi la mise en place d'éléments vérifiés sérieusement avant leur emploi, ce qui facilite un réglage définitif très régulier.

LES FABRICATIONS POLER

100, rue Doudeauville, Paris -- Mon : 07-62

PRÉFACE

L'utilisation d'un laboratoire sérieusement équipé pour l'examen des phénomènes radio-électriques permet de faire des constatations intéressantes sur le matériel utilisé dans les radio-récepteurs. En effet, les premières mesures de contrôle, par exemple pour établir un modèle conforme au label, amènent forcément le technicien à faire un examen général du problème du radio-récepteur. Ce travail est à la base et forme le sujet de cet ouvrage qui, toutefois, a été limité aux dispositifs détecteurs, changeurs de fréquence et amplificateurs M. F. et H. F.

En effet, les caractéristiques d'un radio-récepteur font qu'il est nécessaire d'avoir des moyens de mesure d'une très grande précision pour que l'on puisse donner une interprétation valable à leurs résultats.

Si les modifications que l'on peut apporter à chaque élément du radio-récepteur ne donne que des résultats en eux-mêmes de très faible valeur, la répétition de cette action sur l'ensemble de tous les points où l'on peut agir permet d'obtenir des résultats tout à fait appréciables et, finalement, discernables facilement par l'auditeur, ce qui est le but valablement poursuivi.

Dans le texte qui suit, l'exposé rappellera souvent aux techniciens les différents éléments d'un problème de détail, éléments dont on utilise très souvent, par routine, la solution habituelle.

Il est très rare qu'une solution soit entièrement satisfaisante ; la plupart du temps, c'est un compromis entre des avantages et des inconvénients.

Dans la rédaction de l'ouvrage, nous avons évité d'une façon générale les développements mathématiques, étant donné que le texte se rattache à des phénomènes connus et dont la description mathématique est largement développée dans la littérature classique, comme le « Mesny » et le « Barkhausen ». Ceux des lecteurs qui ont une formation mathématique suffisante pourront se reporter à cette littérature et, plus simplement, ils l'ont présente à l'esprit et il nous apparaît inutile de la répéter et d'alourdir ainsi le texte.

Ceux des lecteurs qui n'ont pas une formation mathématique suffisante pour suivre les développements que l'on trouve dans la littérature classique trouveront justement dans les lignes qui suivent un texte où seul le phénomène physique est énoncé, et dont l'ordre de grandeur est donné chaque fois qu'il est nécessaire.

Nous avons été souvent étonnés de voir des techniciens incontestablement très avertis des problèmes de radio-récepteurs, ne pas avoir d'opinion définie sur certaines questions de détails qui sont loin cependant d'être sans importance.

Nous espérons avoir facilité le travail de ceux qui s'intéressent à cette question.

E. B. F. M.

CHAPITRE PREMIER

PRÉLIMINAIRES

ÉLÉMENTS DU PROBLÈME

Les dispositifs étudiés dans cet ouvrage sont ceux placés entre l'antenne et la première grille BF des récepteurs superhétérodynes. L'ensemble du système a donc pour but, en partant de signaux HF induits dans l'antenne du récepteur, de délivrer en sortie des signaux convenables à une bonne amplification BF.

Il est en effet sans résultat de soigner la partie BF dans l'espoir d'avoir une qualité de reproduction bonne, si le signal qui est appliqué à la première grille BF ne représente pas fidèlement la modulation résultante des tensions induites par l'émetteur, c'est-à-dire si le signal a été déformé dans les dispositifs d'amplification HF et MF, de changement de fréquence et de détection.

Le problème consiste donc :

1° A transmettre en sortie des tensions BF représentant fidèlement les éléments constitutifs de la modulation induite dans l'antenne ;

2° Que le dispositif permette le choix d'un signal en assu-

courants HF, ayant respectivement les fréquences : Fh, Fh — Fb et Fh + Fb et ce sont ces trois courants que nous allons avoir à faire disparaître pour reconstituer le courant Fb non transmis qui représente la modulation, c'est-à-dire les sons.

AMPLIFICATION

Quels sont les éléments qui vont déterminer le coefficient d'amplification souhaitable ?

Ce sont, d'une part, les tensions nécessaires au fonctionnement de l'amplificateur BF. Ce point du problème, tout le monde l'a considéré, mais il y a une autre condition, non moins importante : ce sont les tensions nécessaires au bon fonctionnement de la détection. Cette condition a généralement été négligée. Malheureusement, les valeurs qui apparaissent souhaitables pour chacun des cas ci-dessus diffèrent notablement. En effet, pour être modulé suffisamment, on peut considérer qu'il faut appliquer environ 5 volts alternatifs BF sur la grille de la lampe de sortie.

Le gain de la préamplificatrice varie selon le montage proposé, de 20 à 100, c'est-à-dire que l'on modulera convenablement un amplificateur BF en appliquant à la grille de la première BF une tension alternative BF variant de 0,05 à 0,20 volt et si l'on se contente d'une puissance moindre, par exemple de l'ordre d'un watt, une tension de 0,01 à 0,05 volt sera suffisante.

Ces tensions BF, en admettant une valeur moyenne de

modulation dans les émetteurs, implique que les tensions appliquées au dispositif détecteur soient, par exemple, du double ; or, le système détecteur fonctionne dans de très mauvaises conditions pour de semblables valeurs, soit 0,02 à 0,1 volt.

Par conséquent, il faut admettre, dès le départ, de ne pas utiliser les possibilités de gain que donnent les amplificateurs BF, mais de respecter les conditions d'une bonne détection, donc avoir avant détection une amplification importante. Nous verrons par l'examen d'autres problèmes que cette amplification doit effectivement être importante.

Notamment, si l'on considère le fonctionnement du dispositif régulateur de tension, c'est-à-dire le V. C. A., on constate que son bon fonctionnement ne peut être assuré que si l'amplification HF est importante.

APPRÉCIATION DE L'AMPLIFICATION

Il est essentiel de bien concevoir les gains ou les affaiblissements selon l'élément d'appréciation finale qui est, dans un récepteur radiophonique, la sensation sonore ressentie par l'auditeur.

La loi de Fechner dit que les sensations varient comme le logarithme des excitations.

L'excitation, dans le cas du récepteur radiophonique, est sensiblement proportionnelle à la puissance électrique délivrée par l'amplificateur et appliquée au haut-parleur.

Ainsi, pour que l'auditeur ait la sensation d'une puissance sonore double, il faut que la tension électrique appliquée au haut-parleur soit dix fois plus forte.

Lorsqu'on étudie les éléments successifs d'un amplificateur, on est généralement amené à mesurer les gains ou les affaiblissements en unité de tension.

Il importe donc de traduire les gains ou affaiblissements en tension, en gains ou en affaiblissements de sensation sonore.

Comme la puissance électrique est appliquée continuellement à une même et seule résistance (en première approximation) et qu'il s'agit de mesures relatives, c'est-à-dire se déterminant l'une par rapport à l'autre, nous pouvons simplement dire que le gain ou l'affaiblissement sonore varie comme le logarithme du rapport des carrés des tensions électriques, ou, plus simplement, comme $2 \times \log \frac{V}{V'}$.

On appelle « bel » l'unité de gain ou d'affaiblissement.

Dans le cas des récepteurs radiophoniques, il représente le rapport de 2 puissances électriques appliquées au haut-parleur, ayant des valeurs respectives de 10 et 1.

Ces puissances électriques provoquent, après transformations, des sensations sonores variant dans le rapport de 2 à 1.

On utilise généralement le décibel (dixième de bel), qui représente un gain de sensation sonore minime et tout juste appréciable.

On peut considérer comme de peu d'importance un écart de 6 décibels.

Le tableau ci-contre établit la concordance approchée entre rapport de tensions et décibels.

Rapport des tensions.	Décibels.
1	0
2	6
3	10
4	12
5	14
6	15,5
7	17
8	18
9	19
10	20
20	26
30	30
40	32
50	34
60	35,5
70	37
80	38
90	39
100	40

ÉLÉMENTS DÉTERMINANT LE GAIN FACTEUR DE QUALITÉ

Le gain en tension obtenu par l'ensemble d'un dispositif amplificateur est égal au produit des gains obtenus dans chaque élément de ce dispositif.

Cela signifie qu'une petite amélioration de rendement dans

un seul élément n'a, comme conséquence, qu'une augmentation proportionnellement équivalente du résultat final qui variera peu.

Mais, si des améliorations même minimes sont apportées à presque tous les éléments d'un amplificateur, le résultat final variera considérablement.

Supposons 4 étages successifs ayant un gain de 50.

Le résultat est un gain de 6.250.000.

Améliorons le rendement de chaque élément de 10 %.

Le résultat est un gain de 12.150.650, c'est-à-dire à peu près le double du précédent.

Supposons qu'à l'intérieur de chaque étage le gain soit fonction de seulement 4 éléments ; l'amélioration à apporter à chacun des éléments pour que le rendement de l'étage augmente de 10 % est à peine mesurable.

C'est une des raisons qui fait qu'il est très difficile d'améliorer le rendement d'un dispositif complexe si l'on ne dispose pas d'appareils de mesure adéquats capables de déceler avec certitude le résultat de modifications minimes apportées à chaque élément.

Il est bien évident que ce qui est exprimé pour les gains est valable pour les pertes qui ne sont que des gains négatifs et, d'une façon plus générale, pour ce que l'on peut appeler le facteur de qualité.

Le résultat final peut être considérablement amélioré si l'on réalise soigneusement chaque élément bien que chaque amélioration soit en elle-même insignifiante.

Le grand nombre de points sur lesquels on peut agir dans un récepteur rend cette façon d'opérer particulièrement fructueuse.

Citons par exemple, dans les étages prédétecteurs, en ce qui concerne seulement les gains ou pertes en tensions :

— Couplage entre l'antenne et le circuit accordé d'entrée.

— Gain obtenu par la surtension de la bobine accordée d'entrée.

— Amortissement provoqué par la proximité de masse métallique sur les bobines d'entrée.

— Isolement en HF du contacteur.

— Isolement en HF du condensateur variable et particulièrement des trimmers d'accord.

— Polarisation cathodique des lampes.

— Tension oscillatrice déterminant la pente de conversion de la changeuse.

— Transfo MF déterminant par son impédance l'amplification de la lampe précédente, par son couplage une transmission en tension plus ou moins élevée.

— Couplages inductifs ou capacitifs parasites entre étage modifiant les caractéristiques de liaison entre étage.

— Élément de réaction négative ou positive provenant du câblage ou des caractéristiques du matériel.

— Isolement en HF des multiples connexions, etc...

CHAPITRE II

LA DÉTECTION

Comme nous l'avons vu précédemment, les caractéristiques du système détecteur déterminent la valeur de l'amplification qui doit être réalisée pour obtenir les résultats convenables.

Il apparaît nécessaire de préciser le fonctionnement physique du détecteur.

Différents systèmes détecteurs ont été successivement utilisés. Maintenant, l'emploi des diodes est devenu tout à fait général. Nous ne nous attacherons donc pas à des procédés actuellement peu utilisés.

DÉTECTION DIODE CLASSIQUE

Considérons une diode dont la cathode est normalement chauffée. Appliquons entre anode et cathode des tensions continues et mesurons le courant extérieur circulant entre les deux électrodes.

Nous obtenons une courbe telle que celle de la figure 4 et on remarque qu'au point Vp = zéro, donc sans qu'il existe de

différence de potentiel extérieure, un courant circule entre les deux électrodes. Cela provient de la charge spatiale.

En effet, la cathode émet continuellement des électrons et ceux-ci par leur propre vitesse atteignent l'anode sans que celle-ci ait besoin d'être portée à un potentiel positif pour les attirer. Et nous constatons ainsi l'effet de ce phénomène dans la mesure du courant extérieur.

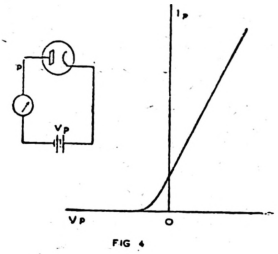


FIG 4

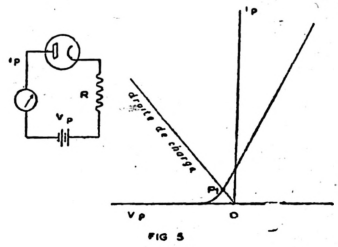


FIG 5

Réalisons maintenant le montage de la figure 5 et reprenons la courbe caractéristique tracée précédemment. Complétons notre figure en traçant la droite de charge correspondant à la résistance R que nous venons d'intercaler. Nous voyons que le passage du courant dans la résistance va provoquer une chute de tension et rendre l'anode négative, ce qui va diminuer la valeur du courant spatial et finalement nous arriverons à une position d'équilibre en P1, c'est-à-dire à l'intersection de la droite de charge avec la courbe caractéristique Vp Ip.

Cette constatation nous fait voir que, quelles que soient les tensions extérieures que nous puissions appliquer, le point de fonctionnement, du fait de la présence de la résistance de charge,

ne pourra pas se déplacer d'une manière permanente, à droite du point P1, puisque chaque fois nous nous retrouverons placés dans les conditions primitives et que nous reviendrons à la position d'équilibre, c'est-à-dire en P1.

Modifions une nouvelle fois notre montage et ajoutons en parallèle, à la résistance R une capacité C. Appliquons entre les points A et B une tension alternative d'amplitude constante. Dans le cas des systèmes détecteurs, il s'agit de la tension HF de la porteuse. Au moment où l'on applique à la plaque de la diode la première alternance positive, le courant passe et fait apparaître aux bornes de la résistance de charge Rc une différence de potentiel et charge le condensateur C connecté à ses bornes.

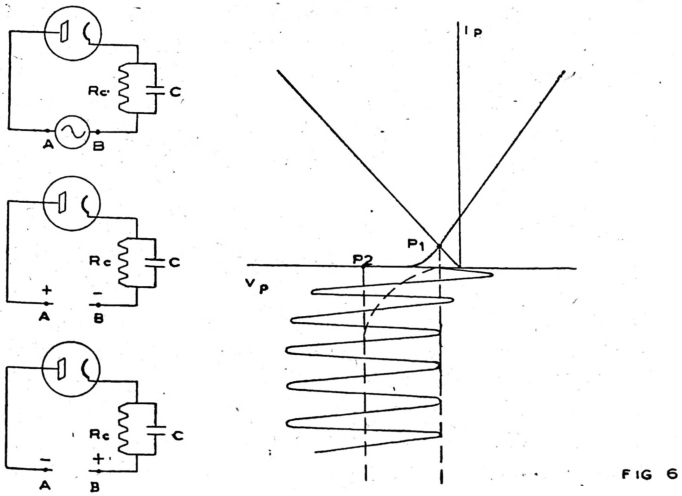


FIG 6

Lorsque la tension appliquée s'inverse et que la plaque de la diode est portée à un potentiel négatif, le courant ne passe pas, la tension appliquée à l'anode a pour valeur la tension extérieure HF, fournie par le générateur, plus la tension de décharge du condensateur, l'extrémité de Rc connectée au générateur HF est évidemment à la tension de décharge de C (qui diminue selon une exponentielle).

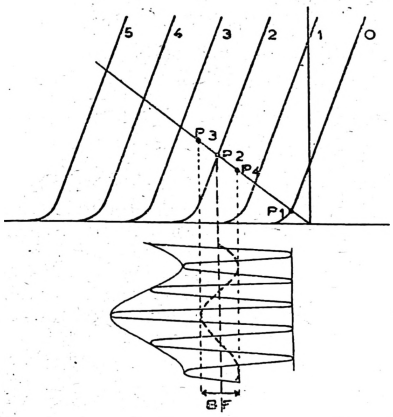
A la seconde alternance positive, appliquée à l'anode, la décharge du condensateur C n'est pas terminée et la tension appliquée à l'anode est égale à la tension fournie par le générateur HF moins la tension résiduelle du condensateur. La faible tension résultante qui se trouve appliquée à l'anode provoque le passage d'un courant minime qui, toutefois, assure la recharge de C. Cela signifie qu'après quelques alternances, le point de fonctionnement de la diode s'est déplacé vers la gauche d'une valeur permanente de l'ordre de la tension de crête du courant alternatif appliqué (si Rc est très grand), et que l'énergie empruntée au générateur HF peut être considérée comme limitée au maintien de la charge du condensateur C shuntant la résistance de charge.

Le fait d'avoir appliqué au dispositif étudié une tension alternative, a bien fait apparaître aux bornes de la résistance Rc une tension continue.

En partant de ces éléments, nous pouvons donc tracer un réseau de courbes caractéristiques tel que celui de la figure 7, qui nous permettra d'étudier le fonctionnement de la diode en régime dynamique, c'est-à-dire lorsque l'on se place dans le cas normal de la détection d'une porteuse modulée.

Le point de fonctionnement statique de la diode va se situer

sur ce réseau selon la tension HF représentant la porteuse et en fonction de la résistance de charge en continu, par exemple en P2.



Le point de fonctionnement dynamique va se déplacer autour de P2 selon la tension résultante obtenue par l'application à la diode en plus de la porteuse des deux tensions HF représentant les deux battements de la porteuse avec la tension BF non transmise par l'émetteur.

Nous allons donc voir apparaître aux bornes de Rc une tension continue variable équivalente à la superposition d'une tension continue et d'une tension alternative BF.

DISTORSION

Toutefois, la résistance de charge à considérer en alternatif n'a évidemment plus simplement la valeur de la résistance Rc, mais la valeur résultante de l'ensemble du système de capacités et résistances utilisé tant pour le fonctionnement de la diode que pour la liaison avec la grille de la lampe préamplificatrice BF (fig. 8).

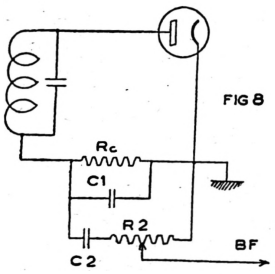


FIG 8

La valeur de la charge à considérer en alternatif est constituée par les trois circuits en parallèle : Rc, C1, et le système C2R2. On peut considérer C2 comme négligeable par rapport à R2, et ne pas tenir compte de C1. Il n'en apparaît pas moins que, si, comme il est d'usage, Rc = R2 = 500.000 ohms, la valeur de la résistance de charge en alternatif est égale à la moitié de la valeur de la résistance de charge en continu, cela signifie que pour les taux de modulation plus grands que 50 %, actuellement employés couramment, il y a distorsion.

Cette résistance en alternatif est naturellement plus faible qu'en continu. Cela veut dire que l'on peut tracer une nouvelle

droite de charge d'autant plus proche de la verticale que cette résultante sera plus faible (fig. 9).

Cette nouvelle droite viendra donc couper l'axe des tensions à gauche du point zéro, et cela signifie que, lorsque la profondeur de modulation, c'est-à-dire le rapport $\frac{AB}{BD}$ est supérieur au rapport $\frac{Ra}{Rc}$ des résistances de charge en alternatif Ra et en continu Rc, il y a distorsion par écrêtage de la modulation.

La droite de charge Rc correspond à la valeur de la charge en continu. En alternatif, la droite de charge passe par le point de fonctionnement statique P2, mais elle a une inclinaison plus grande puisque Ra est plus petit que Rc.

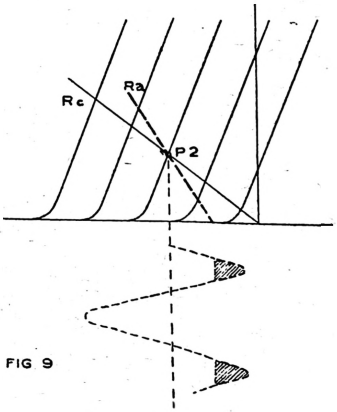


FIG 9

Comme la résistance de charge en alternatif est limitée par la valeur que l'on peut donner à ses éléments constitutifs (particulièrement le potentiomètre habituellement employé pour le réglage manuel de puissance), il est nécessaire de donner à la résistance de charge Rc une valeur suffisamment faible, ce qui n'est pas sans inconvénients dans le montage classique car une

résistance faible de l'ordre de 200.000 ohms provoque un amortissement important du transformateur MF.

Toutefois, comme nous l'avons vu précédemment, l'amplificateur BF nous donne presque toujours une amplification facilement trop élevée, par conséquent, on peut adopter un montage comme celui de la figure 10, qui comporte, en série avec le potentiomètre, une résistance. Cette résistance peut être

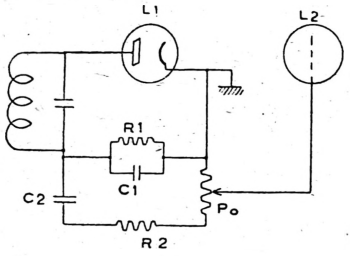


FIG 10

En disposant une résistance R2 élevée : = 500.000 ohms: en série avec le potentiomètre, on obtient un rapport des charges en alternatif et en continu plus favorable. On peut ainsi conserver le potentiomètre habituel d'une valeur de 500.000 ohms.

élevée sans affaiblir notablement la réception. En effet, admettons qu'elle ait une valeur équivalente à celle du potentiomètre ; les tensions recueillies lorsque le potentiomètre est au maximum ne seront que la moitié de ce qu'elles auraient été sans cette résistance. Mais au point de vue puissance sonore, cela ne représentera qu'un affaiblissement très petit, à peine perceptible à l'oreille.

DÉTECTION DES FAIBLES TENSIONS

Jusqu'à présent, il a été admis que l'on appliquait à la diode des tensions HF importantes ce qui, en la circonstance, signifie

plus grandes qu'un volt. En effet, nous avons négligé de considérer le cas où de faibles tensions sont appliquées à la diode, par exemple 0,2 volt.

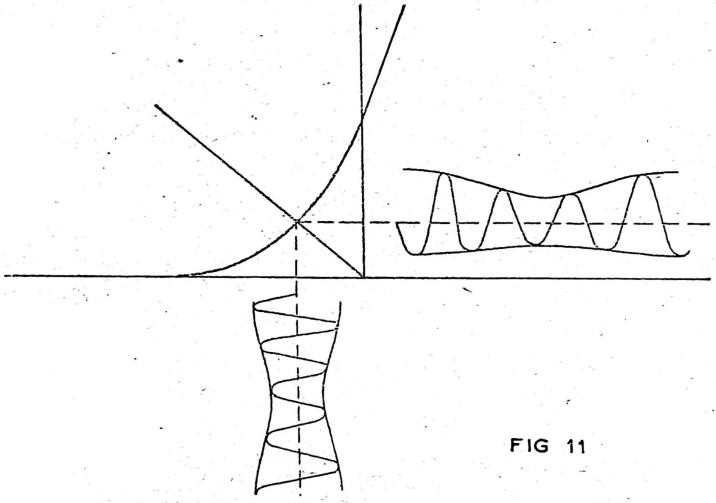


FIG 11

Fonctionnement d'une diode pour de faibles tensions HF.

Les amplitudes positives et négatives ne font pas apparaître des tensions équivalentes aux bornes de la résistance de charge. La tension continue détectée provient de cette différence. La forme de la courbure de la caractéristique fait que l'on admet que les tensions en sortie varient en fonction du carré des tensions appliquées à l'entrée. Cela signifie que la sensibilité du dispositif diminue très rapidement puisque des tensions 10 fois plus faibles appliquées à l'entrée apparaissent en sortie comme des tensions 100 fois moins élevées.

Dans ce cas, les impulsions appliquées au condensateur C ne sont pas suffisantes pour porter sa charge à un potentiel qui place le point de fonctionnement de la diode en dehors de la zone de consommation. La détection se produit parce que le point de fonctionnement se trouve à ce moment dans une partie courbe de la caractéristique. Les amplitudes positives et négatives ne font donc pas apparaître des tensions équivalentes aux bornes de la résistance de charge et l'on ne recueille comme tension continue détectée que la différence entre ces tensions (fig. 11).

Le rendement du dispositif est infiniment moins bon que dans le cas précédent.

INCONVÉNIENTS DE LA DÉTECTION DIODE CLASSIQUE DANS LE CAS DES FAIBLES TENSIONS

Dans ce cas, le rapport entre la consommation des dispositifs détecteurs et l'énergie fournie par le générateur HF (en la circonstance, le secondaire du transformateur MF) est grand. L'amortissement apparent apporté par le système détecteur sera donc d'autant plus grand et le rendement de l'étage MF précédent d'autant moins bon.

Dans la détection classique à une seule diode :

1° Un signal faible est donc moins amplifié qu'un signal fort ;

2° La sélectivité apparente est moindre sur une émission faible que sur une émission forte alors que le contraire serait souhaitable.

En outre, le fait que le point de fonctionnement se situe dans la partie courbe de la caractéristique, signifie que, dans ce cas, la détection est quadratique.

DISTORSION

Dans le cas de la détection quadratique le pourcentage de l'harmonique 2 qui apparaît a une valeur de 1/4 du taux de modulation. Avec les émetteurs modernes, dont le taux de modulation atteint facilement 80 %, à la sortie du système détecteur, on constate donc 20 % de distorsion, valeur inacceptable.

Cela fait bien apparaître combien il est fallacieux d'espérer obtenir de bons résultats au point de vue qualité de la musicalité par la réalisation uniquement d'un bon amplificateur BF.

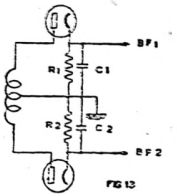
Non seulement il y a distorsion par harmonique 2, mais encore les conditions habituelles de réalisation nous feront apparaître des fréquences telles que $F + 2F$; $3F + F$; $3F - F$, etc., ce qui signifie que la distorsion prend une nature particulièrement incompatible avec la qualité musicale.

L'examen du fonctionnement de la diode détectrice selon le schéma classique nous amène à des solutions qui s'opposent en ce qui concerne les valeurs à donner à Rc et à C. Dans ce dispositif, il est nécessaire de faire un compromis entre les différents inconvénients que l'on rencontre.

DÉTECTION BIPHASÉE

Considérons maintenant un dispositif détecteur où nous utilisons deux diodes montées en opposition de phases, le trans-

de fonctionnement nettement meilleures, car on peut, à son gré, la faire débiter sur une charge plus élevée. En particulier, avec les transformateurs MF du commerce, lorsque l'on emploie une seule lampe MF devant un détecteur à une diode, on ne peut pas toujours obtenir une sélectivité convenable parce que le second transformateur est considérablement amorti par le dispositif détecteur. Dans le cas d'une détection diphasée, on peut parfaitement régler la valeur de cet amortissement, et par



Dispositif permettant d'attaquer un push-pull sans préamplificatrice BF, en sortie d'un dispositif détecteur. Le réglage de puissance ayant lieu en contrôlant la partie MF et HF.

conséquent, se placer dans les conditions optima de travail.

Enfin, le dispositif de détection à 2 diodes supprime évidemment les harmoniques de rangs pairs.

Il peut être convenable, ainsi que nous le verrons plus loin, de supprimer la lampe préamplificatrice BF.

Cependant, si l'on utilise des lampes de sortie à électrons dirigés, comme la 6V6, il peut être judicieux de recourir à une sortie en push-pull. Dans ce cas, on peut utiliser la détection à deux diodes, en modifiant l'emplacement de la résistance de charge de telle façon que chaque diode attaque séparément une lampe de push-pull. Le fonctionnement du dispositif est modifié mais conserve de notables avantages (fig. 13).

CONCLUSION

En résumé, la détection à une diode nécessite pour donner des résultats satisfaisants :

1° Des tensions HF supérieures à 1 volt ;

2° Une résistance de charge Rc élevée pour charger convenablement l'étage MF précédent, et obtenir une bonne sélectivité ;

3° Une résistance de charge Rc faible, nécessaire pour obtenir sans distorsion la réception des émetteurs fortement modulés, ce qui s'oppose à la condition précédente ;

4° Une capacité de shunt C telle que la constante de temps du système C Rc soit faible par rapport à la fréquence de modulation et grande par rapport à la fréquence de la porteuse. On est donc obligé de prendre une solution moyenne, les deux conditions s'opposant.

Dès que les tensions HF appliquées sont faibles, on constate : une diminution de l'amplification et de la sélectivité, distorsion prenant des valeurs inacceptables.

Dans la détection à deux diodes :

1° La résistance de charge Rc peut prendre une valeur satisfaisante pour les conditions de sélectivité, amplification et distorsion provenant du rapport des charges en alternatif et en continu ;

2° La capacité de shunt C est supprimée, ce qui accroît la fidélité de la reproduction musicale ;

3° Dans le cas de tensions faibles, il n'y a pas de distorsion ayant pour origine l'harmonique 2 ;

4° Le matériel actuel permet la réalisation facile de ce mon-

tage en utilisant en MF et préamplificatrice BF des tubes duodiodes-penthodes. On dispose donc des 2 diodes de l'un des tubes pour la détection diphasée et des autres diodes pour le V. C. A. (fig. 14).

Si l'on utilise un dispositif V. C. A. non différé tel qu'il est

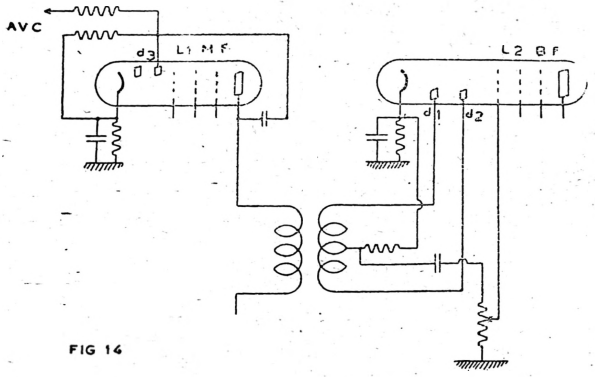


FIG 14

La lampe L1 est une duodiode-penthode, qui assure l'amplification MF et l'antifading différé selon la conception classique. La lampe L2 est une duodiode-triode qui assure la détection diphasée et l'amplification BF.

décrit ultérieurement, il n'y a pas lieu d'utiliser deux lampes doubles puisqu'il suffira de disposer de 2 diodes en tout pour la détection et le V. C. A.

En ce qui concerne la conception générale du récepteur, nous conclurons de l'exposé qui précède, que nous considérerons comme bon d'appliquer des tensions HF de 2 à 10 volts de plaque à plaque, à un détecteur à 2 diodes.

CHAPITRE III

ANTIFADING ET V. C. A.

PROPAGATION

On appelle couche de Kennely-Heaviside les hautes régions de l'atmosphère qui sont ionisées par l'action solaire et dont la conductibilité varie de ce fait. Cette couche dévie et réfléchit plus ou moins les ondes radio-électriques qui la frappent, tout au moins celles qui sont utilisées actuellement en radiodiffusion.

Propagation des ondes radio-électriques.
Influence de la couche de Kennely-Heaviside.

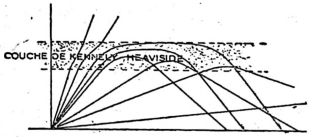


FIG 15.

On comprend donc qu'un récepteur peut être attaqué éventuellement par deux rayonnements : un rayonnement de surface, dont le trajet est une droite entre l'émetteur et le récepteur, et un rayonnement d'espace, dont le trajet est un parcours complexe entre la couche de Kennely-Heaviside et la terre (fig. 15).

Il apparaît immédiatement que ces deux rayonnements,

s'ils agissent au même moment sur un récepteur, vont interférer et provoquer un affaiblissement ou un renforcement du champ résultant sur l'antenne réceptrice, suivant la phase. Le phénomène d'évanouissement est appelé fading. En outre, comme les caractéristiques de la couche de Kennely-Heaviside sont instables, l'action de celle-ci sera continuellement variable. En P. O., le rayonnement de surface est important, mais à une certaine distance de l'émetteur (100 à 150 km.), le rayonnement d'espace agit puissamment, simultanément avec le rayonnement de surface, et provoque un fading qui peut être considérable. Aussi, les émetteurs modernes puissants ont-ils un dispositif d'antenne tel que le rayonnement d'espace soit limité et que son action soit rendue insignifiante sur le récepteur, pour les distances relativement proches de l'émetteur, et lorsque celui-ci subit l'action d'un rayonnement de surface important.

Dans la plupart des cas, il n'y a plus lieu de tenir compte du phénomène de fading rapproché sur la gamme P. O.

En O. C., le rayonnement de surface est insignifiant même à des distances relativement proches de l'émetteur et la propagation se fait principalement par le rayonnement d'espace. Celui-ci est irrégulier. Par conséquent, il y a lieu d'utiliser un dispositif antifading. Cependant, on constate que les phénomènes de fading sur ces fréquences sont souvent brusques et courts. Cela implique que la constance de temps du système d'antifading soit petite, ce qui est incompatible avec une bonne reproduction de la modulation. Les durées de fading, étant du même ordre que celles des écarts de profondeur de modulation. Toutefois, les émissions O. C., dirigées, limitent les conséquences du phénomène de fading sur cette gamme.

FONCTIONS DES DISPOSITIFS ANTIFADING OU V. C. A.

Les termes d'antifading et V. C. A. désignent le même circuit et ils sont indifféremment employés dans la littérature technique. On peut toutefois faire une distinction dans les fonctions que peut remplir ce circuit. Lorsqu'il agit pour des tensions faibles, il remplit en général la fonction d'antifading. Lorsqu'il agit pour des tensions plus importantes, il remplit le plus souvent la fonction d'un limiteur de tension qui évite la saturation des lampes de sortie. Cette notion se trouve d'ailleurs précisée dans le courant du texte.

Actuellement, d'une façon générale, l'antifading différé est adopté sur la plupart des montages. Ce système évite la perte de sensibilité apparente qui était provoquée par le système d'antifading non différé classique. Il est donc nécessaire que l'émetteur reçu donne une réception suffisamment puissante pour que le système entre en fonctionnement. Cela signifie qu'à moins d'avoir une très forte amplification avant détection, l'antifading fonctionnera plutôt comme un limiteur de tension, c'est-à-dire un V. C. A., évitant la saturation des lampes sur la réception des émetteurs proches et puissants plutôt que comme un antifading. En effet, si l'amplification avant détection n'est pas suffisante, les postes faibles, particulièrement sujets au fading, n'auront pas leur réception régularisée puisque le dispositif d'antifading ne sera pas déclenché.

D'une façon générale, sur la gamme P. O. (la seule dont le fonctionnement soit intéressant, avec le matériel couramment utilisé), le fading n'existe pratiquement plus. Comme nous

l'avons vu, les émetteurs modernes ont, en effet, des dispositifs d'antenne tels que l'effet de cette perturbation est devenu pour la plupart des cas, inexistant. Les variations de champ qui peuvent subsister ne sont pas sensibles à l'oreille.

En O. C., la sensibilité du récepteur étant généralement moindre qu'en P. O., et les émetteurs généralement lointains, le système antifading différé n'est souvent pas déclenché. Comme, d'autre part, on se trouve à ce moment dans une zone de détection quadratique, les phénomènes de fading sont encore plus marqués. On voit donc que la fonction antifading est généralement inexistante sur la plupart des récepteurs et qu'il est essentiel d'avoir une forte amplification avant détection pour la voir apparaître.

Si l'on envisageait de supprimer sur certains montages le circuit antifading V. C. A., il y aurait lieu de modifier la commande manuelle d'intensité sonore et de contrôler la puissance de sortie par la polarisation des lampes changeuse et MF à pente variable. Ceci, afin d'éviter un fonctionnement défectueux de la MF sur un émetteur proche et très puissant, susceptible de faire apparaître des tensions de plusieurs volts sur la grille MF.

PRINCIPE

Le dispositif antifading consiste à détecter la haute fréquence modulée et amplifiée, à séparer la composante continue de la composante BF, et à utiliser cette tension continue pour contrôler les lampes à pentes variables.

Dans le montage classique, en polarisant la plaque de la

diode négativement par rapport à la cathode, on diffère l'apparition d'une tension détectée jusqu'au moment où les tensions HF appliquées à la diode sont supérieures à la tension de polarisation continue. Les dispositifs antifading et particulièrement le montage classique d'antifading différé, ne sont pas sans apporter des perturbations gênantes dans le fonctionnement du récepteur.

PERTURBATIONS PROVOQUÉES PAR LE V. C. A.

Le fait que la tension continue d'antifading a une origine commune avec les tensions BF, nécessite un filtrage très rigoureux. Toute tension BF sur la ligne V. C. A. provoquant une distorsion de modulation.

Dans le cas du dispositif classique de V. C. A. différé, nous voyons apparaître d'autres causes de distorsion. Admettons que la tension de la porteuse HF soit du même ordre de grandeur que la tension continue de différé. A ce moment, seule une moitié de la composante BF fait apparaître une tension détectée. Cela provoque une distorsion car l'amplification MF varie, la charge de la lampe MF n'étant pas constante.

En effet, pendant une demi-période, la diode n'amortit pas l'étage MF précédent. Pendant l'autre demi-période, un amortissement dû au passage du courant dans la diode abaisse l'amplification de l'étage MF par diminution de l'impédance de charge de cet étage. La distorsion provoquée est de l'ordre de 2 %.

Considérons maintenant le cas où la tension HF de la por-

teuse est un peu inférieure à la tension continue de différé d'une valeur juste suffisante par exemple pour qu'à 30 % de modulation, la tension de crête HF ne déclenche pas de détection. Lorsque la modulation atteindra par exemple 50 %, seules, les pointes de modulation feront apparaître une tension détectée. Il y aura, à ce moment, une distorsion d'abord pour les mêmes raisons que dans le cas précédent, du fait de la variation de la charge de l'étage MF. En outre, alors que dans le cas précédent la tension négative d'antifading était régulière, nous verrons maintenant apparaître une tension irrégulière provoquée par les *forte* de la musique, qui correspondent aux modulations les plus profondes. Il en résultera une distorsion d'amplitude de valeur indéterminable car la constante de temps assez grande de la ligne d'antifading complique encore le déroulement de ce phénomène complexe.

Il est bien évident que la distorsion existe également si la tension HF est supérieure à la tension continue de différé d'une valeur insuffisante pour que l'ensemble de la modulation déclenche l'antifading.

Il apparaît encore que si l'on dispose d'un antifading énergique, on se maintient presque certainement dans la zone de distorsion, sauf pour les émetteurs très faibles ou très puissants.

L'antifading différé, par la polarisation négative de la plaque de la diode, provoque encore une distorsion importante si la diode est reliée au secondaire du transformateur MF. En effet, les tensions BF fortement distordues qui apparaissent aux bornes de la résistance de charge de la diode d'antifading sont transmises par le condensateur de liaison au secondaire du transformateur MF et apparaissent évidemment aux bornes

de la résistance de charge de la diode détectrice qui se trouve en série avec ce circuit (fig. 16). Si la diode d'antifading est reliée

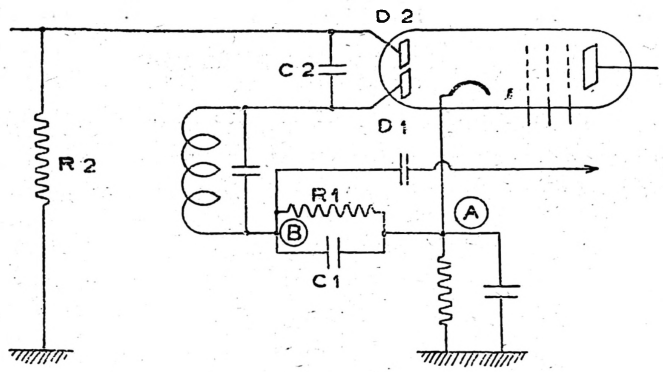


FIG 16

Il apparaît aux bornes de R2 des tensions BF fortement distordues du fait que la diode D2 est polarisée négativement par rapport à la cathode, ce qui est nécessaire pour assurer le différé de l'antifading.

Lorsque la diode D2 est reliée au secondaire du transformateur MF, ces tensions BF apparaissent aux bornes de la résistance R1. Finalement, ces tensions indésirables sont partiellement appliquées au dispositif d'amplification BF. On remédie à ces inconvénient en reliant, dans le cas de l'A.V.C. différé, la diode d'antifading au primaire du transformateur MF.

au primaire du transformateur MF, celui-ci ne transmet pas ces tensions BF au secondaire et cette cause de distorsion disparaît donc.

Dans l'ensemble, l'origine des distorsions constatées vient de la polarisation négative de la diode d'antifading. Cette polarisation rend défectueuse la fonction détectrice de cette diode.

DISPOSITIFS V. C. A. A 2 DIODES

Il est possible d'utiliser des montages exempts de ces défauts. Nous rappellerons plus particulièrement le dispositif d'antifading à 2 diodes (fig. 17). Dans ce système, une des diodes D1

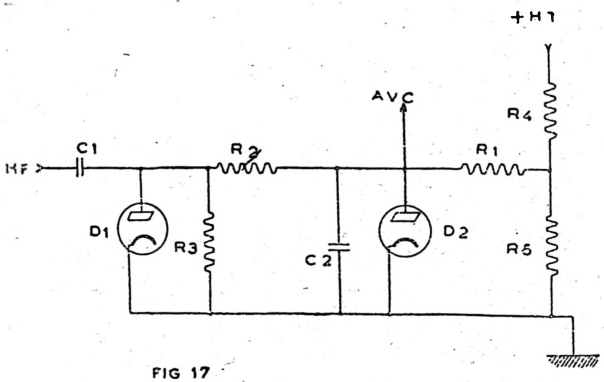


FIG 17

Dispositif de V.C.A. différé à 2 diodes.
Les valeurs pratiques à utiliser dans ce montage, peuvent être :

R1 : 5 mégohms
R2 : 1 mégohm
R3 : 500.000 ohms
R4 : 200.000 ohms
R5 : 20.000 ohms
C1 : 100 cm.
C2 : 0,1 mf.

sert à la détection des tensions HF. Il apparaît aux bornes de sa résistance de charge une tension continue négative, dans le cas du montage de l'ordre de la tension de crête de la porteuse HF. Cette détection se fait sans que le fonctionnement de la diode soit perturbé par une tension de différé, par conséquent les inconvénients du montage classique de différé n'existent pas. On voit apparaître des tensions continues qui sont bien proportionnelles aux tensions HF de la porteuse seule, sans que la modulation entre en ligne de compte d'une façon valable. Pour différer l'action de l'antifading, on utilise une deuxième diode D2. On applique à celle-ci, par l'intermédiaire d'une résistance élevé R1, une tension positive sur l'anode, la cathode étant reliée à la masse. Cette tension positive rend la diode D2 conductrice et l'on peut considérer que sa plaque est au même potentiel que sa cathode.

Par l'intermédiaire d'une autre résistance R2, on applique à cette même anode de la diode D2 la tension négative provenant de la détection des tensions HF. Lorsque cette tension négative est telle qu'elle fait apparaître à l'anode de la diode D2 une tension négative résultante d'environ 0,8 volt (généralement, mais selon le type de diode, peut varier de 0,5 à 1 volt), la diode cesse d'être conductrice (cette tension de 0,8 volt est déterminée par la charge spatiale, se reporter aux textes sur la détection diode). A ce moment, l'antifading se déclenche et si les tensions HF augmentent, la tension négative apparaissant sur la ligne d'antifading augmente également. La plaque de la diode D2 de différé est l'origine de la ligne de polarisation des lampes contrôlées par l'antifading. Les tensions positives et négatives appliquées à la diode de différé se partagent, dans le

système R1R2 proportionnellement à la valeur de ces résistances. Pour prendre un exemple concret, admettons que les résistances R1 et R2 aient respectivement les valeurs de 5 mégohms et 1 mégohm, et que nous désirions différer l'antifading jusqu'à une tension de crête HF de la porteuse de 6 volts. La tension négative qui apparaîtra aux bornes de la résistance de charge de la diode détectrice peut être estimée à 10 % inférieure à cette tension HF, c'est-à-dire à 5,4 volts.

La tension négative apparaissant à la plaque de la diode de différé est alors de 5,4 v. $\times \frac{R1}{R2 + R1}$, soit 5,4 v. $\times \frac{5}{6} = 4,5$ v. Pour que l'antifading se déclenche lorsque cette valeur est atteinte, il faut que la tension positive appliquée au même point soit égale à 4,5 volts — 0,8 volt, soit 3,7 volts. La tension positive extérieure appliquée au système doit être de :

$$3,7 \text{ v.} \times \frac{R1 + R2}{R1}, \text{ soit } 3,7 \text{ v.} \times \frac{6}{1} = 22,2 \text{ volts.}$$

Cette source extérieure pourra être constituée par un pont entre haute tension et masse, par exemple des résistances ayant respectivement 20.000 ohms et 200.000 ohms.

ACTION DU V. C. A. SUR LA SENSIBILITÉ MAXIMUM

La sensibilité est légèrement diminuée par le branchement d'un dispositif antifading quel qu'il soit. En effet, la diode d'antifading amortit les circuits qui chargent la lampe MF précédente. Cet amortissement supplémentaire est moins grand si la diode est connectée sur le secondaire plutôt que sur le primaire du transformateur MF. En effet, le secondaire est déjà

amorti par la diode détectrice des tensions BF. Toutefois, le gain minime de tension ainsi obtenu (de l'ordre de 20 %), ne compense pas les inconvénients provoqués et il reste préférable de brancher la diode d'antifading au primaire du transformateur MF.

ACTION DU V. C. A. SUR L'ACCORD

La présence d'un dispositif antifading provoque un accord un peu flou. En effet, lorsque l'on se dérègle légèrement sur une émission puissante, l'affaiblissement des tensions d'entrée est partiellement compensé par l'augmentation d'amplification provenant des lampes contrôlées par l'antifading. Il est préférable, pour limiter cet inconvénient, de connecter la diode au primaire du transformateur MF.

VALEURS DES CARACTÉRISTIQUES DANS L'ANTIFADING

Traçons deux axes perpendiculaires, et portons sur l'axe des ordonnées les tensions continues Vcs, apparaissant en sortie après détection, et sur l'axe des abcisses les tensions HF Vae appliquées à l'entrée de l'amplificateur.

En réalité, il serait nécessaire de tracer cette construction indépendamment pour chaque étage amplificateur puis d'établir une résultante. Pour simplifier notre exposé, nous supposerons que les lampes ont des caractéristiques suffisamment proches pour négliger cet élément.

On peut tracer, en supposant la détection linéaire, une droite donnant Vcs en fonction de Vae, pour un gain G donné

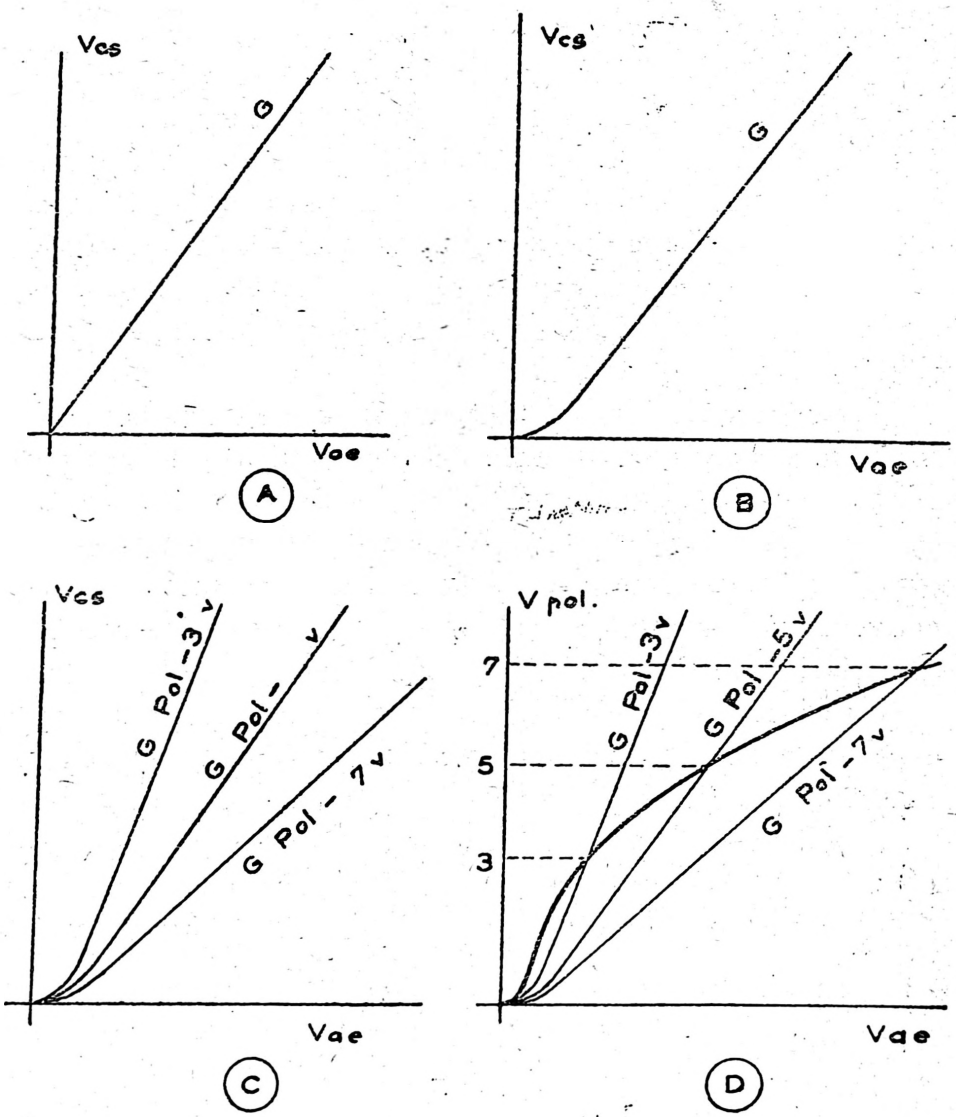

Vcs
G
Vae
A
Vcs
G
Vae
B
Vcs
G Pol -3 v
G Pol - v
G Pol - 7 v
Vae
C
V pol.
7
5
3
G Pol -3 v
G Pol -5 v
G Pol -7 v
Vae
D

FIG 18

de l'ampli. Cette droite fera avec l'axe des abcisses un angle d'autant plus grand que G sera plus grand. (fig. 18 A.)

Si l'on tient compte de la zone de détection quadratique, la nouvelle droite est déplacée et s'infléchit dans la région des faibles tensions. (fig. 18 B.) Comme G varie en fonction de la polarisation des lampes à pente variable, on peut tracer un réseau de courbes caractéristiques, de paramètre V polarisation donnant Vcs en fonction de Vae, G étant donné par l'inclinaison des courbes. (fig. 18 C.)

Si, maintenant, l'on considère comme polarisation la tension continue détectée qui apparaît lorsqu'un signal est appliqué à l'entrée de l'ampli, on déplace le point de fonctionnement des lampes à pente variable et la nouvelle courbe s'obtient en joignant les points correspondant pour chaque valeur de Vae, aux nouvelles valeurs de polarisation. Cette courbe représente alors la variation de G en fonction de Vae. (fig. 18 D.)

En réalité, il y a lieu de tenir compte de la polarisation de départ. Si nous avions une polarisation fixe (par piles, par exemple), il suffirait de décaler l'origine de toutes les courbes d'une valeur correspondante sur l'axe des abcisses et de porter sur cet axe, non plus les valeurs Vcs, mais les valeurs de V polarisation qui seraient égales à V polarisation fixe, plus Vcs (fig. 19).

Dans le cas de la polarisation cathodique, les origines de chaque courbe caractéristique sont distinctes puisque le courant cathodique varie avec la polarisation de départ. Vcs augmentant tout se passe comme si la polarisation de départ avait diminué, mais le nouveau point de fonctionnement se trouve nécessairement sur la courbe correspondant au nouveau V

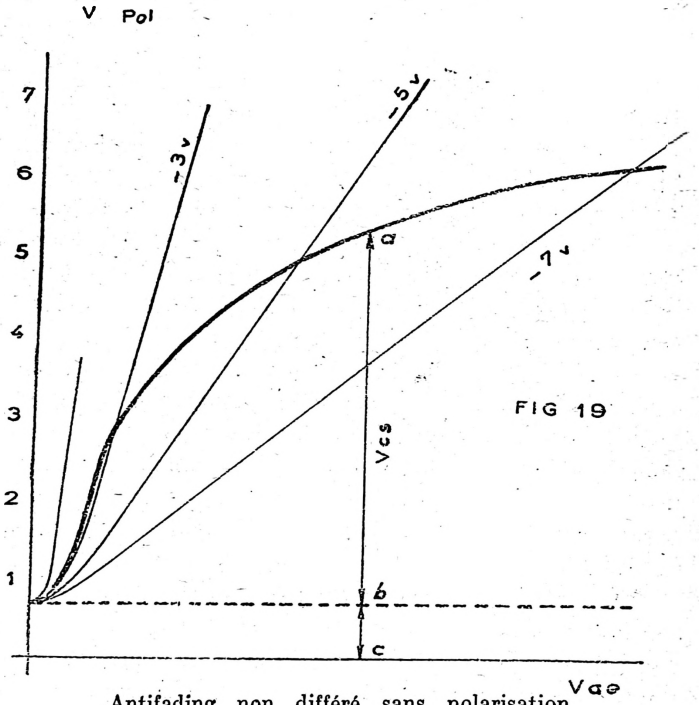


FIG 19

Antifading non différé sans polarisation cathodique variable.

Le segment ab représente la tension continue en sortie que fait apparaître la tension alternative appliquée à l'entrée du dispositif. Le segment bc représente la polarisation fixe qui apparaît sur la ligne d'antifading et qui peut pratiquement être par exemple la tension continue qui apparaît aux bornes de la résistance de charge de la diode VCA, du fait du courant spatial et qui est généralement, dans le cas des diodes actuelles légèrement supérieure à 0,5 volts.

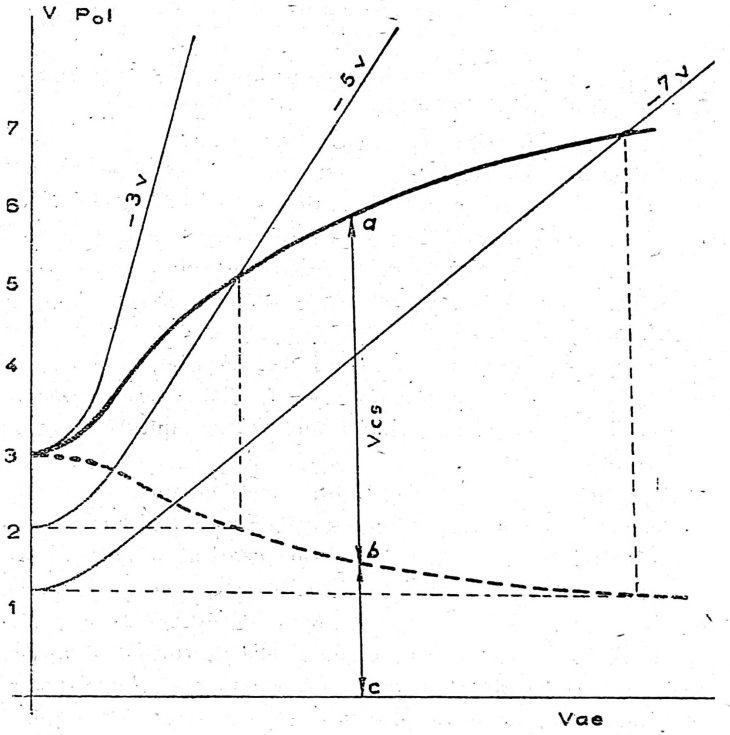


FIG 20

Antifading non différé avec polarisation cathodique variable.

Le segment ab représente la tension continue en sortie que fait apparaître la tension alternative appliquée à l'entrée du dispositif. Le segment bc représente la valeur de la tension continue provenant de la polarisation cathodique qui varie, plus la tension provenant du courant spatial de la diode.

pol mais descendue d'une valeur de polarisation correspondant à la diminution de I. (fig. 20.)

Les valeurs V pol, qui apparaissent sur l'axe des ordonnées permettent de déterminer Vcs, puisque V pol est égal à V pol fixe plus Vcs. Cette tension continue Vcs étant sensiblement égale aux tensions de crête HF de la porteuse, on peut évaluer les tensions BF pour un taux de modulation donné.

Si l'on adopte un système d'antifading différé, le point de fonctionnement sera situé d'abord sur la ligne de polarisation minimum jusqu'à l'endroit où elle atteint la valeur du différé ; puis, le point se déplace parallèlement à l'axe des ordonnées jusqu'à la caractéristique qui a une valeur équivalente à la tension différée.

A partir de ce moment, le point de fonctionnement se déplace sur la courbe déterminée pour l'antifading non différé.

En ce qui concerne la valeur de la polarisation cathodique, celle-ci est restée permanente jusqu'à ce que les valeurs de tensions appliquées à l'entrée, aient déclenché le système d'antifading. A partir de ce moment, elle décroît plus rapidement que précédemment pour retrouver la même valeur à partir du moment où les tensions d'entrée placent le système amplificateur sur la courbe caractéristique ayant pour valeur la tension de différé.

A partir de ce moment, sa variation est identique à celle qui existait précédemment pour un antifading non différé. Les valeurs de la tension continue et détectée sont toujours représentées par le segment ab situé entre les deux courbes déterminées. (fig. 21.)

Lorsque l'on étudie le fonctionnement de l'antifading non

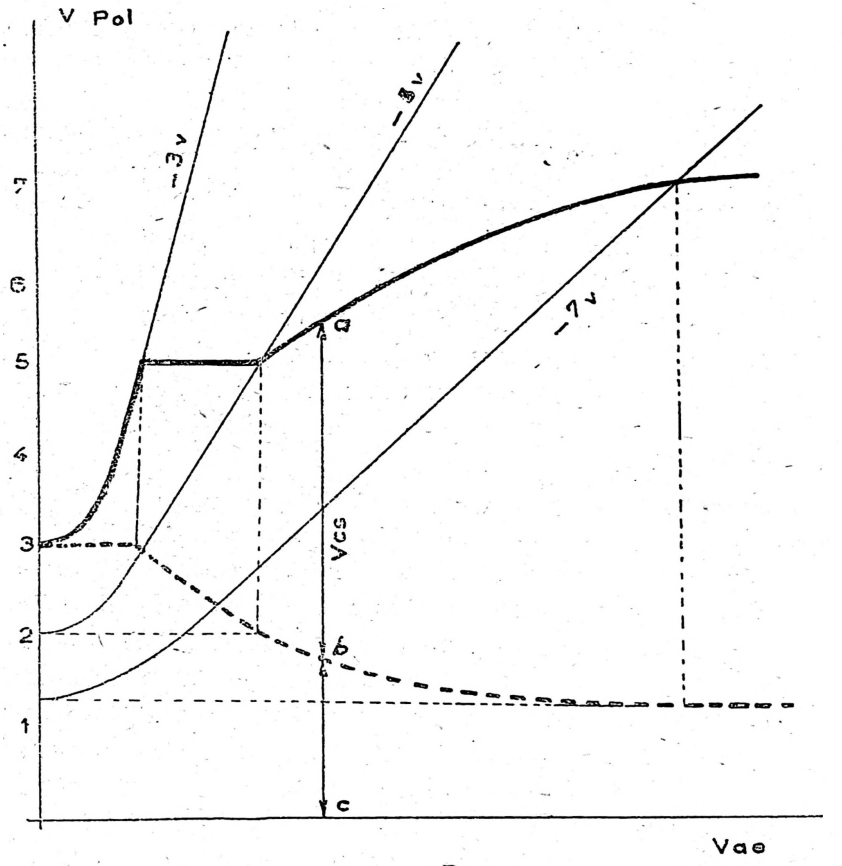


FIG 21

Antifading différé avec polarisation cathodique des lampes.

Les segments ab et bc représentent les mêmes éléments que dans la figure précédente.

différé, on constate une perte de sensibilité, le point de fonctionnement s'écartant immédiatement de la courbe de gain maximum.

Il est possible de compenser cette perte de sensibilité en donnant au poste en l'absence de signal une polarisation plus faible. On arrive pratiquement à ce résultat en supprimant la polarisation cathodique et en ne laissant comme polarisation de départ que la tension apparaissant aux bornes de la résistance de charge de la diode d'antifading. (fig. 22.)

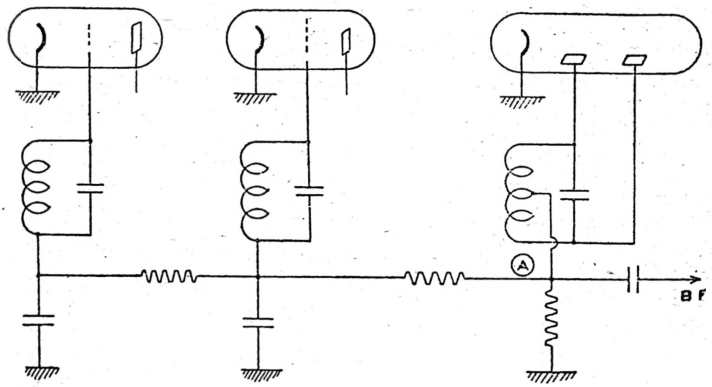


FIG 22

Dispositif d'antifading non différé ne diminuant pas la sensibilité du récepteur.

En l'absence de signal, il apparaît au point A une tension négative provenant du courant spatial des diodes. Cette tension est suffisante pour que l'on puisse supprimer les résistances de polarisation cathodique. Le système d'antifading sans différé permet d'utiliser les 2 diodes pour un dispositif de détection diphasée.

Il n'est plus nécessaire, à ce moment, d'avoir une diode séparée pour l'antifading et l'on peut utiliser la tension continue apparaissant aux bornes de la résistance de charge de la détectrice BF.

Les deux diodes de la lampe duo diodes triode ou penthode peuvent donc être utilisées pour une détection diphasée.

Le fait de ne plus utiliser la polarisation cathodique entraîne la suppression de la résistance de polarisation cathodique et du condensateur de découplage des lampes à pente variable contrôlées par le V.C.A., puisque la cathode est directement à la masse. Cette opération est avantageuse.

Si l'on considérait comme convenable de diminuer la sensibilité du poste en l'absence de signal, on pourrait agir sur la pente des lampes en diminuant la valeur de la tension d'écran et, éventuellement, d'anode.

La polarisation de départ obtenue par l'utilisation de la charge d'espace de diode maintient continuellement les lampes amplificatrices en dehors de la zone de courant grille (en ne considérant pas l'action du courant inverse de grille des tubes contrôlés.)

Toutefois, particulièrement en O. C., il y aura lieu de faire attention aux tensions induites par l'oscillatrice dans le bobinage d'entrée et qui sont susceptibles de faire apparaître un courant grille modulatrice.

L'action de l'antifading fait varier la pente d'une lampe de, par exemple, 2.000 à 1.000 micro ampère par volt, lorsque la polarisation passe de — 2 à — 7 volts. Dans ce cas, le gain de l'ampli varie dans la proportion de 2 à 1, si l'on dispose d'un seul tube contrôlé ; il passe de 4 à 1 si l'on dispose de 2 tubes et

de 8 à 1 si l'on dispose de 3 tubes. La pente $S_{\frac{1}{4}}$ diminuera encore de moitié si la polarisation passe de — 7 à — 12 volts. Par conséquent, la variation totale d'amplification variera si la polarisation passe de — 2 à — 12 volts pour un tube, de 4 à 1, pour 2 tubes, de 16 à 1, pour 3 tubes, de 64 à 1.

D'après ce qui précède, on voit qu'il est bon :

1° D'avoir une amplification suffisante pour que le plus petit signal désiré provoque une tension continue détectée de l'ordre de la tension de différé, dans le cas où ce dispositif est adopté, donc que ce signal déclenche le système d'antifading ;

2° Que la tension BF détectée à ce point de fonctionnement module convenablement l'ampli BF.

La tension de différé variera donc avec la sensibilité de cet ampli BF ;

3° Qu'il y a lieu de préférer à l'AVC différé classique un des deux autres dispositifs décrits.

CHAPITRE IV

PERTURBATIONS CHAMPS DES EMETTEURS DETERMINATION DE LA SENSIBILITÉ

La sensibilité d'un récepteur se trouve limitée par divers éléments et, particulièrement, par les bruits perturbateurs et le rapport signal/bruit.

Différents éléments provoquent dans le haut-parleur des bruits perturbateurs : souffle, crachement, chuintement, etc., qui gênent l'audition de la musique.

Les origines de ces bruits sont principalement :

1° Les imperfections du matériel employé et du câblage. Il en résulte des fuites, des contacts imparfaits, des résistances instables, etc. ;

2° La nature même de l'électricité et de la matière qui fait que des tensions instables apparaissent spontanément aux bornes des circuits et que les émissions de flux électronique et les trajectoires des électrons sont irrégulières et hasardeuses ;

3° L'action de signaux perturbateurs d'origine extérieure ;

4° Les couplages entre éléments des étages amplificateurs qui déterminent un effet de réaction.

Il est difficile d'évaluer la valeur de ces éléments. Cependant, ce sont ces perturbations qui limitent la sensibilité du récepteur. Il arrive, en effet, un moment où en augmentant la sensibilité du récepteur, on obtient une audition puissante des bruits perturbateurs. En fait, le plus petit signal recevable est celui qui présente un rapport signal /bruit suffisant pour que son audition se distingue convenablement du bruit de fond. On admet que le rapport minimum est de 25 décibels.

La sensibilité utilisable d'un récepteur n'est donc pas déterminée seulement par le nombre des étages amplificateurs. Une amplification suffisante est bien nécessaire mais l'augmentation de la sensibilité est, dans la technique actuelle, essentiellement déterminée par la réduction des bruits perturbateurs.

Il est bien évident que les perturbations sont d'autant plus gênantes qu'elles sont plus amplifiées. C'est-à-dire qu'elles sont particulièrement sensibles lorsqu'elles ont leurs origines dans le circuit d'entrée ou le premier étage amplificateur du récepteur.

En ce qui concerne les bruits ayant pour cause les imperfections du matériel, il n'y a comme remède que le contrôle rigoureux de celui-ci. Travail qui n'est possible qu'au laboratoire.

Dans l'ensemble, on recherchera le matériel de haute qualité, particulièrement en ce qui concerne les contacteurs, les supports des lampes (surtout en ce qui concerne les lampes convertisseuses), les capacités de découplage, les isolants, toujours suspects surtout lorsqu'ils se trouvent dans un champ électrique, enfin les résistances.

La nature de l'électricité provoque des perturbations dont les effets gênants sont cependant pratiquement limités aux circuits précédant le premier étage réellement amplificateur.

Ceci veut dire que si le circuit d'entrée attaque une lampe qui n'amplifie pas ou peu, les circuits suivants interviennent également d'une façon appréciable.

L'agitation moléculaire dans la matière des conducteurs formant les circuits d'entrée du récepteur entraîne dans son mouvement les électrons libres.

Les chocs continuels et irréguliers dans un temps très court des électrons contre les molécules provoquent un effet équivalent à l'application au circuit d'entrée d'une infinité de petites tensions perturbatrices.

L'importance de ce phénomène appelé effet thermique, varie principalement, dans le cas du circuit d'entrée d'un récepteur selon la bande passante et l'impédance du circuit oscillant.

Barkhausen indique que la tension perturbatrice a pour valeur :

$$V \text{ perturbat.} = \sqrt{Z \times 1{,}6^{-20} \times f.}$$

V en volt, Z en ohms, f largeur en kilocycles de la bande passante totale.

La valeur f peut être prise de 10 kilocycles. L'impédance du circuit d'entrée est de l'ordre de 100.000 ohms, à 1 mégacycle, ce qui donne une tension perturbatrice calculée de 4 microvolts. En ondes courtes, l'impédance du circuit tombe à 10.000 ohms, ce qui équivaut à une tension perturbatrice de l'ordre du microvolt. L'écart d'impédance que l'on constate en P. O. et O. C, est lié à un écart de facteur de surtension. Un signal extérieur donné est susceptible de faire apparaître du fait du facteur de surtension, une tension plusieurs fois plus élevée aux bornes d'un circuit ayant une impédance élevée, ce qui est le cas en

P. O., où le gain atteint 8 à 10. La tension perturbatrice de 4 microvolts calculée précédemment ne représentera donc finalement qu'une valeur par exemple moitié de celle du signal, bien que celui-ci dans ce cas lui soit inférieur.

En ondes courtes, la faible valeur de l'impédance fait bien tomber la tension perturbatrice à 1 microvolt mais en même temps, le gain provenant de la surtension diminue.

En ce qui concerne l'effet thermique, le soin apporté à la réalisation du circuit d'entrée est l'élément déterminant avec la limitation de la bande passante au strict minimum.

Le parcours hasardeux des électrons émis par la cathode de la première lampe amplificatrice provoque un souffle appelé effet de grenaille. Cet effet est faible comparé à l'effet thermique si toutefois la lampe qui le provoque amplifie. Dans ce cas, évidemment, l'effet thermique est amplifié par la lampe, ce qui rend l'effet de grenaille faible par rapport à lui. Si la première lampe amplifie peu, ce qui est le cas pour les fréquences élevées, l'effet de grenaille devient donc appréciable.

Si c'est seulement la seconde lampe qui amplifie, le signal est perturbé par la somme des effets thermiques et de grenaille inhérents aux dispositifs de la première et de la deuxième lampe.

L'effet de grenaille dépend essentiellement des caractéristiques du premier tube employé en amplificateur et son influence perturbatrice est en même temps fonction de la bande passante du récepteur. Comme l'on constate qu'il y a intérêt à utiliser des tubes à très grande pente fonctionnant avec un très faible courant d'anode et d'écran, on peut considérer qu'à ce point de vue les lampes convertisseuses sont défectueuses.

Cependant, la réalisation d'un étage amplificateur HF précédant la changeuse de fréquence présente des avantages pratiques limités.

Dans le cas des O. C., l'amplification d'un étage HF monté avec le matériel normal du commerce donne bien souvent un gain de l'ordre de 1.

Cela signifie que les tensions perturbatrices, tant effet thermique qu'effet de grenaille, ayant leurs origines dans ce premier étage, seront transmises à l'étage changeur de fréquence sans que le rapport signal/tensions perturbatrices soit plus favorable.

Si l'on veut obtenir une amélioration appréciable, il importe d'adopter en O. C. la technique de réalisation des récepteurs professionnels de trafic.

On décèle les phénomènes d'effet thermique et d'effet de grenaille en appliquant une tension HF à l'entrée de l'amplificateur. Les tensions perturbatrices modulent la HF et sont détectées.

Il ne faut donc pas dire qu'un récepteur est exempt de souffle parce qu'en dehors d'une émission, on n'entend rien dans le haut-parleur.

On peut considérer que les perturbations provoquées par l'effet thermique et l'effet de grenaille sont petites par rapport aux perturbations provoquées par des éléments extérieurs aux récepteurs et recueillis par l'antenne, c'est-à-dire principalement les parasites atmosphériques et industriels.

On constate que les parasites industriels sont particulièrement intenses à proximité du sol.

D'autre part, le signal désiré, induit dans l'antenne, est

d'autant plus intense que celle-ci est plus dégagée au-dessus du sol.

Ainsi, une antenne d'intérieur dont la hauteur est de l'ordre de 10 ou 20 centimètres reçoit un signal faible que l'on devrait amplifier beaucoup et en même temps des perturbations parasites violentes qui empêchent d'utiliser cette amplification. En outre, l'antenne d'intérieur est, en général, adoptée dans les agglomérations, c'est-à-dire là où les parasites sont les plus marqués.

Cela amène à la réalisation de postes récepteurs de sensibilité réduite qui ne donnent que les émetteurs très puissants ou proches.

Lorsqu'on dispose d'une antenne bien dégagée et réalisée de manière à limiter l'effet des parasites, on peut adopter un récepteur très sensible. A ce moment, on disposera d'un ensemble capable de performances remarquables.

On pourra, éventuellement, utiliser un récepteur de sensibilité moyenne qui, grâce à la qualité de l'antenne extérieure, donnera des réceptions puissantes de très nombreux émetteurs.

Les caractéristiques d'un récepteur dépendent donc de l'antenne utilisée. Malheureusement, meilleure est l'antenne et plus le récepteur peut être sensible. Il est à peu près impossible de compenser une mauvaise antenne par un récepteur très sensible.

Il est évident que l'on peut toujours utiliser un récepteur extrêmement sensible, mais ses performances utilisables seront déterminées par l'antenne.

Toutefois, les récepteurs fonctionnant en ville avec petites antennes peuvent être améliorés si on tient compte de leurs

conditions effectives de fonctionnement pour concevoir leur sélectivité qui peut être considérablement diminuée en P. O. Ceci rend facile l'amélioration de la musicalité.

En O. C., les perturbations atmosphériques sont beaucoup plus faibles qu'en P. O. et, dans la limite où la réalisation du montage est convenable sur cette gamme, on peut conserver même sur une antenne intérieure une sensibilité élevée au récepteur.

Lorsque les conditions de réception sont exceptionnellement bonnes, c'est-à-dire lorsque les perturbations sont réduites à leur strict minimum, Mesny indique que l'on peut admettre qu'un champ de l'ordre de quelques dixièmes de microvolt par mètre suffit à donner une audition convenable.

Dans de mauvaises conditions de réception, on obtient une excellente réception avec un champ de 1 millivolt par mètre et très souvent avec une valeur moindre, le rapport signal/bruit restant convenable.

Le champ d'un émetteur varie selon le moment de la journée considéré et selon la saison.

En P. O., il est beaucoup plus intense la nuit.

Le champ des émetteurs puissants (50 à 100 KW) travaillant sur cette gamme et distants de 500 à 1.000 kilomètres est, de nuit, en moyenne de l'ordre du millivolt. En fait, il varie généralement selon les émetteurs et la distance de 300 à 3.000 microvolts par mètre, ce qui représente, par rapport à un niveau sonore moyen fixé pour un millivolt, un affaiblissement ou un gain de 10 décibels.

Les valeurs ci-dessus sont les valeurs moyennes sur l'année ;

d'un jour à l'autre, les écarts peuvent être beaucoup plus considérables.

Si l'on admet, pour une antenne intérieure, une hauteur de 20 cm., le champ induit par les émetteurs européens puissants sera de l'ordre de 200 microvolts.

Un récepteur ayant une sensibilité correspondante et attaqué par cette antenne n'assurera la réception des émetteurs éloignés que d'une façon irrégulière. Certaines nuits, l'audition sera excellente et le lendemain impossible.

En pratique, un poste capable de donner de bonnes auditions des émetteurs européens en P. O. sur antenne intérieure doit être sensible à 30 microvolts.

Si l'on dispose d'une antenne extérieure convenable, on peut admettre une réception régulière de nuit de tous les émetteurs européens puissants fonctionnant en P. O. avec un récepteur sensible à 100 et même seulement 200 microvolts.

En ondes courtes, on peut distinguer les émissions dirigées effectuées spécialement à destination d'un pays qui, lorsqu'on se trouve dans le cas prévu, donnent généralement des réceptions très puissantes, même si l'émetteur est très loin.

Le récepteur donnera une bonne réception même avec une sensibilité de l'ordre de 50 ou 100 microvolts.

Si l'on désire la réception de l'ensemble des émetteurs ondes courtes, du fait du peu de perturbations atmosphériques sur cette gamme, on peut envisager la réalisation de postes très sensibles, de l'ordre de 5 ou 10 microvolts et même moins.

Si l'on dispose d'une antenne convenable et d'un lieu de réception favorable il est possible de réaliser des postes sensibles à 1 microvolt et d'utiliser cette sensibilité sur la gamme O. C.

CHAPITRE V

AMPLIFICATION ET SÉLECTIVITÉ

CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Ces deux éléments sont étroitement liés car les circuits sélectifs sont répartis dans les étages amplificateurs.

L'amplification peut être réalisée avant ou après changement de fréquence.

L'amplification varie avec la fréquence des tensions appliquées au dispositif. Elle diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Cette constatation est à l'origine même de l'adoption des dispositifs changeurs de fréquence. En effet, au fur et à mesure que la fréquence devient plus grande, les pertes augmentent et l'impédance des circuits de charge des lampes diminuent. Le gain résultant diminue donc.

D'une façon générale, un étage HF réalisé avec le matériel normal du commerce n'amplifie pratiquement pas à une fréquence de 15 mégacycles, alors que, selon les caractéristiques du montage, le gain varie de 10 à 50 à 1 mégacycle.

Pour obtenir en O. C. une amplification dans un étage HF, il faut apporter un très grand soin à la réalisation des circuits

et utiliser des lampes spéciales, c'est-à-dire adopter les caractéristiques des postes professionnels de trafic.

Si nous disposons un étage amplificateur HF avant changement de fréquence, nous obtiendrons un excès de sensibilité en P. O. si nous voulons obtenir une sensibilité suffisante en O. C. En effet, nous avons vu précédemment que le récepteur doit être plus sensible en O. C. qu'en P. O.

Sans amplification avant changement de fréquence, le récepteur présente généralement les caractéristiques opposées : sa sensibilité en O. C. est plus faible qu'en P. O. En ajoutant un étage HF, ce défaut est affirmé.

Nous pouvons disposer avant l'étage changeur de fréquence 472 Kc, un deuxième changeur donnant une fréquence intermédiaire de 1.600 Kc. Ce dispositif ne fonctionne que sur O. C. Il a été très utilisés ces dernières années sous la forme d'adaptateur O. C.

La réalisation de ce montage est un peu compliquée, sans l'être exagérément. Le système présente bien la caractéristique souhaitable d'une amplification plus grande en O. C. qu'en P. O.

Au point de vue sélectivité, les circuits sélectifs peuvent être disposés avant ou après changement de fréquence.

La sélectivité résultante est fonction des caractéristiques des circuits accordés HF, MF et de l'oscillateur.

Les circuits ont une sélectivité variable selon la fréquence sur laquelle ils sont réglés. Dans le cas des circuits situés avant le changement de fréquence, la forme de la bande passante sera variable, ce qui n'est pas souhaitable.

La sélectivité réalisée avant changement de fréquence est limi-

tée par la réalisation de la mise au point de la commande unique

Il est cependant nécessaire de disposer des circuits sélectifs avant changement de fréquence, car certaines fonctions ne peuvent être rendues que par eux. En effet, il est nécessaire que ces circuits rejettent la fréquence image et qu'en outre, ils limitent les effets perturbateurs apparaissant sur la grille de la première lampe d'un récepteur : effet thermique et de grenaille et diaphonie.

En ce qui concerne le rejet de la fréquence image, on constate en O. C. qu'un seul circuit accordé situé avant le changement de fréquence est insuffisant, dans le cas d'une moyenne fréquence réglée sur 472 Kc.

Il est nécessaire, si l'on veut une réalisation correcte, de disposer en O. C. un circuit présélecteur mais, étant donné les pertes à ces fréquences élevées, il est indispensable d'intercaler une lampe amplificatrice dans ces circuits, dont la fonction n'ira généralement pas beaucoup plus loin que la compensation des pertes. Le gain d'étage restant de l'ordre de 1.

Si la moyenne fréquence est réglée sur 1.600 Kc, la fréquence image est convenablement rejetée. Mais cette valeur de MF n'est guère utilisable que pour la réception des O. C. On revient donc à la solution du double changement de fréquence. La changeuse 1.600 Kc qui ne fonctionne qu'en O. C. assure le rejet de la fréquence image et attaque la changeuse 472 Kc habituelle.

Les circuits disposés après changement de fréquence déterminent principalement la forme de la bande passante. On sait qu'il serait souhaitable que cette forme soit rectangulaire.

Il apparaît immédiatement que la multiplication des circuits sélectifs MF constitue la solution de ce problème.

CHAPITRE VI

DISPOSITIFS MOYENNE FRÉQUENCE

PRÉAMBULE

Les dispositifs moyenne fréquence remplissent deux fonctions : amplification et sélectivité. Ces deux éléments sont continuellement liés, et dépendants l'un de l'autre.

Avant même d'examiner le détail du fonctionnement des moyennes fréquences, on peut poser :

Que la sélectivité du récepteur est principalement déterminée par les caractéristiques des circuits MF et que plus on multiplie ceux-ci et plus la forme de la bande passante se rapproche des caractéristiques idéales.

L'amplification obtenue par un seul étage convenablement réalisé avec le matériel du commerce est généralement de l'ordre de 100 en tension. Si l'on admet un gain du même ordre obtenu par l'ensemble : lampe changeuse de fréquence et circuits d'entrée cela signifie qu'on obtient en sortie d'un étage MF des tensions 10.000 fois plus élevées qu'à l'entrée du récepteur. Avec certains matériels du commerce, on obtient des gains de l'ordre du double. Mais la forme de la bande passante est tellement sacrifiée que ces valeurs ne peuvent être prises en

considération. Donc, dans le cas d'un gain d'ensemble de 10.000, la zone linéaire de détection, c'est-à-dire au-dessus d'environ 1 volt, sera atteinte par des signaux de l'ordre de 100 microvolts appliqués à l'entrée du récepteur. Dans le cas d'un récepteur fonctionnant avec une antenne extérieure convenable, le

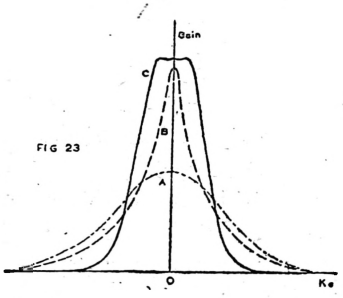


FIG 23

Comparaison du gain et des bandes passantes avec une ou deux MF.

Les courbes A et B représentent les résultats obtenus avec une MF. Ou l'on a (courbe A) une bonne musicalité mais peu de sélectivité et un gain faible, ou l'on a (courbe B) un gain suffisant et une mauvaise musicalité sans avoir cependant une sélectivité suffisante.

Dans le cas de 2 MF, (courbe C), le gain est suffisant, la musicalité bonne et la sélectivité bien meilleure.

résultat est satisfaisant en amplification, mais insuffisant en sélectivité.

Si le récepteur est attaqué par une petite antenne, la détection linéaire n'est obtenue que pour la réception des émetteurs puissants et proches. Il apparaît un manque de sensibilité et de sélectivité sur les émetteurs faibles. Comme nous l'avons vu, le rendement du récepteur diminue lorsque la détection a lieu dans la zone quadratique et en même temps la sélectivité est

abaissée. D'autre part, un gain élevé indispensable si l'on utilise un seul étage n'est pas sans provoquer une certaine instabilité de fonctionnement. En outre, pour obtenir une sélectivité suffisante, on sacrifie toujours la musicalité dans le cas d'un seul étage MF.

Il apparaît beaucoup plus judicieux de réaliser un dispo-

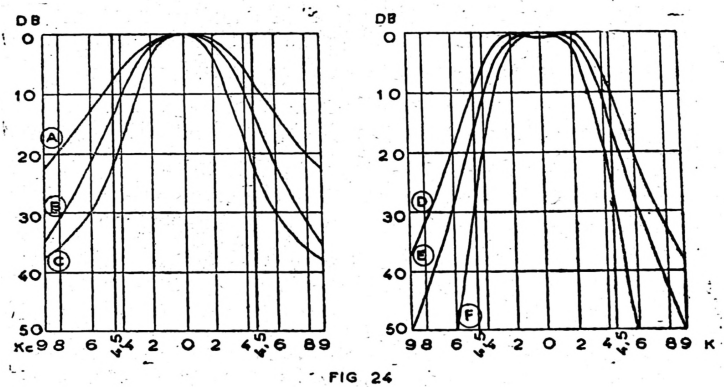


FIG 24

Bandes passantes obtenues avec des récepteurs commerciaux à une MF de fabrication soignée.

Bandes passantes obtenues avec 2 étages MF montés avec transformateur à couplage variable.

sitif MF à deux étages amplificateurs, ce qui va concilier sélectivité, musicalité, sensibilité, stabilité et, finalement, permettre de supprimer, dans la plupart des cas, la lampe BF préamplificatrice, ce qui n'est pas sans avantages supplémentaires.

Le gain MF global peut être évalué, dans ce cas, entre 3.500 à 5.000, ce qui correspond à un gain d'étage MF de 60 à 70 envi-

ron. A ce moment, le gain total, avant détection atteint 350.000 à 500.000 et la sensibilité est de 2 à 3 microvolts, pour 1 volt HF sur la détectrice.

Si l'on a supprimé la préamplificatrice BF, il est nécessaire de disposer d'environ 4 volts BF pour moduler à fond la lampe de sortie et obtenir une audition puissante dans un appartement. Par conséquent, en admettant une modulation de 70 %, il faut que la tension HF appliquée à la détection soit d'environ 6 volts. Donc, que la tension d'entrée en l'absence d'antifading soit de 10 à 20 microvolts.

Une « E L 3 N » a une sensibilité de 0,33 volt efficace, c'est-à-dire que pour cette tension BF appliquée à sa grille, elle délivre en sortie une puissance de 50 milliwatt, puissance fixée conventionnellement pour le label pour la détermination de la sensibilité d'un récepteur. En prenant cette base, la sensibilité du récepteur atteindrait donc 1 microvolt.

Plus simplement, on obtient un gain du même ordre avec 2 étages MF ne fonctionnant pas à leur maximum, qu'avec un étage MF poussé et une préamplificatrice BF.

Cela est vrai pour les émetteurs puissants, mais dans le cas des émetteurs lointains, le dispositif avec 2 moyennes fréquences, en assurant une détection linéaire, augmente l'amplification.

On évite ainsi un écart de puissance en sortie entre émetteurs faibles et émetteurs puissants, que le V. C. A. ne corrigeait que partiellement.

Quand on se trouve dans les conditions de détection quadratique, un affaiblissement de 5 en tension à l'entrée du système apparaîtra en sortie comme un affaiblissement de 25. Généra-

lement, les postes sujets au fading sont des émetteurs lointains et le signal faible qu'ils induisent dans l'antenne ne déclenche pas le système antifading différé.

On peut donc considérer qu'il se produit un fading amplifié pour ces signaux.

En outre, l'action du V. C. A. est plus énergique si on l'applique à un plus grand nombre de lampes. Il est d'usage maintenant d'utiliser des lampes à pente variable en préamplificatrice BF et, par conséquent, on peut considérer que le nombre de lampes contrôlées par le V. C. A. ne varie pas, que l'on utilise une moyenne fréquence plus une préamplificatrice BF ou deux moyenne fréquence sans préamplificatrice BF. Toutefois, l'utilisation de lampes à pente variable contrôlées par le V. C. A. en BF n'est pas souhaitable si l'on est exigeant sur la qualité de la reproduction. Il est infiniment préférable de faire agir le V. C. A. uniquement sur des lampes travaillant à haute ou moyenne fréquence.

La réalisation d'ampli à 2 moyennes fréquences est, dans l'esprit de beaucoup, délicate. On prétend, à tort, que le montage souffle. En fait, si l'on pousse le gain de chaque étage MF au maximum, on trouvera les difficultés normales qui surgissent lorsqu'on prétend augmenter la sensibilité d'un amplificateur. Si, par exemple, on amène le gain par étage à 100, on obtient un gain avant détection de 1 million. Il apparaît immédiatement qu'il sera judicieux d'utiliser des blindages.

La réalisation d'amplificateurs MF à 2 étages ne demande que des précautions normales :

Câblage extrêmement court, particulièrement des connections allant de l'anode de la lampe au transformateur MF.

Découplage de la haute tension par un système R C de faible constante de temps pour la plus haute fréquence à découpler ; donc résistance faible et une capacité de bonne qualité et non inductrice.

Ce découplage doit s'effectuer à la sortie même du transformateur ou, éventuellement, dans le transfo lui-même, par une petite modification du câblage.

Il est nécessaire de mettre l'extrémité de cette capacité de découplage, qui est marquée « masse » ou parfois simplement repérée par un cercle, à la masse. De cette façon, l'armature externe du condensateur étant à la masse, peut éventuellement être utilisée pour former un écran entre connections, dont le couplage est indésirable. D'une façon générale, cette manière de procéder peut être utilisée avec toutes les capacités de découplage dont les dimensions géométriques sont suffisantes pour leur faire jouer ce rôle.

En ce qui concerne l'exécution des masses, quelques précautions essentielles permettent d'éviter des perturbations.

Les soudures doivent être exécutées extrêmement soigneusement et, si possible, dans la limite où cela ne provoque pas des connections qui s'allongent, il est bon d'avoir une seule masse par étage amplificateur. Toutes ces masses seront reliées les unes aux autres par une connection qui doit être le plus près possible du châssis et qui peut avantageusement être réalisée par une bande de clinquant de cuivre en évitant les boucles qui établissent des circuits fermés.

De même, on veillera à ce que les blindages des transformateurs MF et des lampes soient bien effectivement reliés à la masse par un contact excellent.

Enfin, si l'on veut pousser à son maximum l'amplification MF, il est facile et efficace de constituer des cases séparant les étages amplificateurs.

La forme de la bande passante est principalement déterminée dans les récepteurs superhétérodynes par les circuits MF ; elle est toutefois fonction de l'ensemble des circuits accordés, c'est-à-dire, outre les transfo MF, les circuits oscillateurs du changeur de fréquence et les circuits HF. Mais on sait de quelle façon ceux-ci peuvent agir et leur action limitée est étudiée au chapitre correspondant.

Le problème de la bande passante est difficile à résoudre, car les conditions requises s'opposent. En effet, si l'on veut une bonne musicalité, il est essentiel de conserver sans affaiblissement notable l'ensemble des fréquences latérales de l'onde porteuse. Dans le cas des émetteurs actuels, il s'agit des fréquences plus grandes ou plus petites de 4.500 périodes que la fréquence de l'onde porteuse.

D'autre part, si l'on reçoit convenablement une fréquence distante de 4.500 périodes de la porteuse de l'émetteur sur lequel on est réglé, on reçoit également avec des tensions équivalentes les fréquences distantes de 4.500 périodes de l'émetteur voisin en fréquence. Pour peu que celui-ci soit plus puissant que l'émetteur sur lequel on est réglé, ou qu'un alignement incorrect des circuits HF favorise l'émetteur perturbateur, la réception est considérablement gênée.

On en arrive donc à la forme classique de bande passante rectangulaire, présentant, à des fréquences situées à 4.000 cycles de part et d'autre de la porteuse, des affaiblissements aussi faibles que possibles par rapport à celles-ci et, pour des fré-

quences distantes de 5.000 cycles de la porteuse, des affaiblissements aussi considérables que possible et de l'ordre de 35 décibels.

Il apparaît immédiatement que, seule la multiplication des circuits accordés et le réglage soigneux des couplages de ces circuits peut permettre d'approcher d'un résultat convenable.

On constate tout de suite que les couplages ont une valeur indéterminée dans les réalisations pratiques. En effet, il faut tenir compte de l'ensemble des couplages. Or, ces éléments ne dépendent pas seulement du couplage fixe réalisé à la fabrication dans le transfo moyenne fréquence, mais aussi d'éléments déterminés par la disposition du montage et du câblage et l'utilisation d'accessoires divers. Le couplage optimum est en plus fonction du cœfficient de surtension des bobinages MF ; or, celui-ci varie avec les caractéristiques du montage utilisé.

En bref, avec le couplage fixe, la façon dont est monté un transfo MF fait varier son fonctionnement qui peut, pour un même transfo, être excellent ou médiocre.

Lorsque 2 bobinages L1 et L2 formant le primaire et le secondaire d'un transfo MF sont plus ou moins couplés, on constate une variation de la forme de la bande passante.

Lorsque les 2 bobinages sont accordés sur la même fréquence fo, qui est celle du générateur qui excite le primaire, on constate :

Lorsque les 2 bobinages sont couplés très lâche : un faible courant du secondaire à la résonance. La forme de la courbe de résonance du secondaire étant plus aiguë que si le bobinage était utilisé seul. Le secondaire a une action minime sur le

primaire. Le courant dans le primaire est intense à la résonance (fig. 25 A).

Lorsqu'on augmente le couplage suffisamment, l'action du secondaire est appréciable sur le primaire, on constate l'appa-

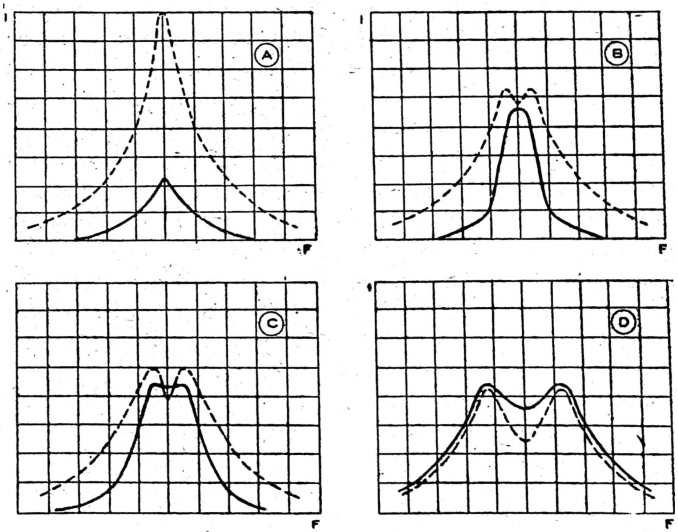


FIGURE 25

rition dans la courbe de résonance du primaire de 2 maxima situés symétriquement de chaque côté de la fréquence fo. Le courant primaire a, dans l'ensemble, des valeurs moindres que précédemment (fig. 25 B).

Le courant secondaire est beaucoup plus intense. Il ne pré-

sente encore qu'un seul maximum, toutefois légèrement aplati.

Cette valeur de couplage, dite couplage critique, correspond au maximum du transfert utilisable dans le secondaire.

Lorsqu'on augmente le couplage au delà du couplage critique, en maintenant l'accord de chaque circuit, il apparaît 2 maxima symétriques de part et d'autre de fo dans la courbe de résonance du secondaire. La valeur de ces maxima étant légèrement inférieure à la valeur du maximum constaté au couplage critique (fig. 25 C et D).

En même temps, les 2 maxima du primaire se sont écartés et leur valeur est plus faible, le courant dans le circuit, à la fréquence fo est beaucoup plus faible et, d'une façon générale, la forme en dos de chameau s'est affirmée.

La valeur du couplage varie avec le coefficient de surtension des bobines. Il doit être d'autant plus faible que le Q des bobinages est plus élevé, c'est ce qui explique le fonctionnement des transfos MF à bobinage à pots fermés dont le couplage est, évidemment, diminué mais où la surtension des bobinages est augmentée. En outre, l'écartement des 2 maxima varie avec le coefficient de surtension.

Il apparaît donc que le réglage de la largeur de la bande passante en employant des transfos MF à surtension élevés est plus délicat. Les éléments parasites de couplage devenant plus importants par rapport au couplage fixe réalisé dans le transfo.

D'autre part, on constate, dès qu'un léger désaccord existe entre les 2 circuits, que le fonctionnement du transfo MF est modifié. Le maximum correspondant à la fréquence la plus basse étant plus marqué que celui correspondant à la fréquence la plus haute.

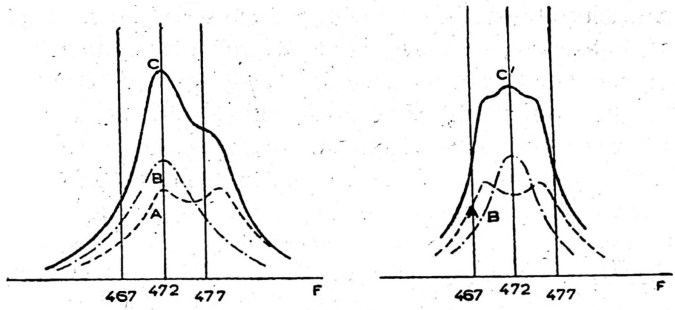


FIG 26

Les courbes A et B représentent les courbes de réponse de chaque étage. Si l'on aligne le récepteur sans oscilloscope, il est facile de commettre l'erreur de se régler sur une bosse de la courbe A et l'on obtient une bande passante résultante comme sur la figure de gauche. Il y a lieu de remarquer qu'une courbe résultante d'une forme approchée à celle de la figure de gauche peut également être provoquée par le réglage sur des fréquences légèrement différentes du primaire et du secondaire d'un transformateur MF. La fréquence HF la plus basse étant favorisée. Ceci montre qu'il est possible d'obtenir des courbes de réponse extrêmement variables et qu'il y a lieu de tenir compte de tous ces éléments pour aboutir à une forme de bande passante correcte.

L'adresse et la formation technique du metteur au point jouent ici un grand rôle.

Il suffit, pour que ce phénomène soit important, que le déréglage atteigne par exemple 3 kilocycles dans le cas des moyennes fréquences 472 kilocycles.

En général, celles-ci ont en parallèle, sur le bobinage, un condensateur dont la valeur est de 125 micromicro augmentée des capacités réparties pour une valeur de l'ordre de 50 micromicro. Une variation de 2 ou 3 micromicro suffit à provoquer le déréglage de 3 kilocycles précité en admettant que l'instabilité soit uniquement fonction des éléments capacitifs.

L'augmentation du coefficient de surtension fait apparaître une bande passante à bords plus raides.

Les transformateurs MF modernes ont une surtension importante et sont généralement couplés au-dessous du couplage critique. Comme on utilise couramment un seul étage MF, la bande passante est presque toujours trop étroite en haut et, malgré cela, souvent trop large à la base. Il est pratiquement impossible d'obtenir un résultat convenable avec un seul étage MF, surtout en utilisant la détection diode classique qui amortit le deuxième transfo MF.

De toute façon, il apparaît nécessaire d'avoir un *couplage réglable.* Il existe dans le commerce des transformateurs de ce type. Cependant, la mise au point du châssis avec ce matériel n'est pas sans présenter des difficultés supplémentaires.

Le fait de multiplier les circuits accordés permet de rendre plus raides les fronts latéraux de la bande passante, donc de se rapprocher de la forme idéale.

Un élément favorable est constitué par des transfos à prise intermédiaire sur le primaire ou le secondaire. Le gain d'étage est légèrement diminué mais la bande passante est plus rectangulaire.

Mais si le couplage est trop faible, la bande passante devient encore plus étroite et la musicalité est encore moins bonne.

Les transfos MF à surtension élevée ne sont pas sans être d'un emploi délicat, certains introduisant un effet de réaction dans l'étage MF, qui constitue un système oscillateur par circuits plaque ou grille accordés. On sait qu'il n'est même pas nécessaire de coupler ces circuits pour que la mise en oscillation du système se produise ; or, il existe toujours un certain couplage parasite. L'accrochage disparaît lorsque l'antifading agit. Parfois, le sifflement est remplacé par le souffle caractéristique qui le précède. Cet effet réactif provient du fait que, pour une surtension élevée des transfos MF, la capacité qui accorde le circuit grille ne doit pas avoir une valeur trop faible.

Si l'on veut éviter l'accrochage, la valeur de cette capacité doit être d'autant plus grande que le produit de la capacité dynamique de la lampe par le coefficient de surtension des bobinages est grand. Beaucoup de constructeurs, pour réaliser des transfos à Q élevé, diminuent la valeur de la capacité d'accord. Le gain d'étage réalisé provient alors, pour une part appréciable, de l'élément réactif ainsi réalisé.

Les couplages entre étages provenant du câblage ou d'éléments divers ne sont pas sans avoir une action appréciable dans le rendement du poste de réalisation commerciale. L'inversion des connexions des transfos MF, par exemple, mettre la cosse grille au V. C. A. et la cosse V. C. A. à la grille, en changeant la phase, provoque souvent une modification importante du rendement du châssis.

Nous avons essayé un certain nombre de dispositifs tendant à assurer une bande passante aussi rectangulaire que possible dont des systèmes de contre-réaction sélective.

Le résultat est que, finalement, le dispositif le plus simple et

dont la mise au point facile à l'oscilloscope donne des résultats satisfaisants est le montage de 2 étages moyenne fréquence avec transfos *à couplage réglable* et détection diphasée.

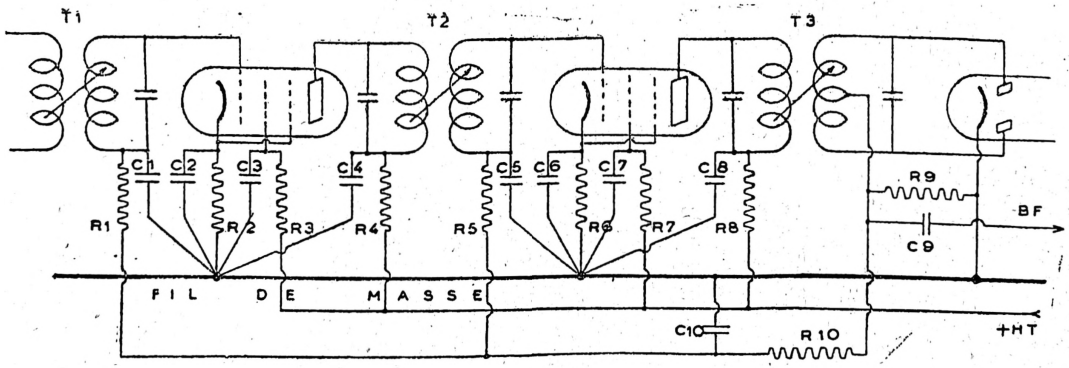
Il est judicieux de commencer la mise au point en utilisant un couplage très lâche.

Évidemment, la modification du couplage nécessite de retoucher le réglage des circuits au fur et à mesure que l'on s'approche du réglage final.

La détermination de la bande passante effective dépend également des caractéristiques de l'oscillateur local de changement de fréquence. C'est pourquoi, après une mise au point rapide sur 472 kilocycles, on mettra l'oscillateur de battement en fonctionnement. La grille de la modulatrice étant attaquée par le générateur à 1.000 kilocycles par exemple, le circuit d'accord étant débranché, c'est-à-dire que la boucle de contact est enlevée du téton de la changeuse de fréquence.

La mise au point par méthode oscilloscopique suppose que l'on utilise un wobulateur. Il paraît nécessaire d'attirer l'attention sur les imperfections de cette méthode par ailleurs du plus haut intérêt.

En effet, la plupart des wobulateurs sont extrêmement instables et les indications données par l'oscilloscope doivent toujours être contrôlées au moins sommairement par une autre méthode.



Réalisation d'un amplificateur MF à 2 étages.

Il n'y a pas lieu de rechercher une grande amplification.

L'antifading différé classique, source de distorsion peut par conséquent être abandonné pour un V.C.A. non différé. Il y a une masse par étage et découplage de la H.T.

Détection à 2 diodes. Transfos MF à couplage variable.

Valeurs des éléments :

C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8 : 50.000 à 100.000 cm
C9 : 10.000 cm
C10 : 100.000 cm
de très bonne qualité, non inductifs.

R1, R5 = 500 K ohms
R2 = 500 ohms
R6 = 1.000 ohms
R3 = 100 K ohms
R7 = 150 K ohms
R4, R8 = 2 K ohms
R9 = 150 K ohms
R10 = 1 mégohm.

CHAPITRE VII

DISPOSITIF CHANGEUR DE FRÉQUENCE

PRÉAMBULE

L'étage changeur de fréquence a pour principale fonction de transposer la modulation du signal reçu et dont la porteuse est d'une fréquence variable, sur une nouvelle porteuse de fréquence fixe. Ce résultat est obtenu par l'utilisation d'un oscillateur local dont la fréquence est variable de façon telle qu'elle diffère de plus ou moins la valeur de la fréquence fixe par rapport à la fréquence incidente. Le fait que l'ensemble des circuits de l'étage changeur de fréquence fonctionne à des fréquences variables détermine des conditions de fonctionnement très différentes selon la fréquence.

Le circuit oscillateur détermine, par la fréquence sur laquelle il est réglé, deux fréquences incidentes susceptibles d'être amplifiées en même temps par les dispositifs MF. La fonction essentielle du circuit d'accord HF attaqué par l'antenne, est donc de favoriser une de ces fréquences et de rejeter l'autre de façon que l'on ne puisse pas entendre en même temps deux émetteurs. En outre, une bonne sélectivité de ce circuit HF est souhaitable, parce qu'en réduisant la largeur de la bande passante,

elle réduit le niveau des perturbations appliquées à la première lampe.

Dans le cas normal de la commande unique, cette condition ne peut être remplie efficacement sans divers inconvénients.

D'autre part, l'antenne de caractéristique indéterminée à laquelle est branché le poste, provoque un décalage qui doit pouvoir être toléré par le dispositif de monocommande.

LAMPES

D'une façon générale, on utilise actuellement des lampes doubles : triodes-hexodes, ou triodes-heptodes.

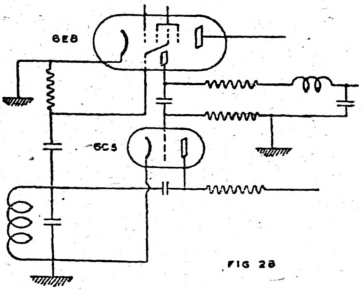
Ces lampes ont des caractéristiques beaucoup plus intéressantes que les heptodes ou les octodes que l'on utilisait auparavant. La fonction oscillatrice réalisée par l'élément triode que l'on peut considérer comme presque totalement indépendant de l'élément heptode, ne justifie plus, dans la plupart des cas, le changement de fréquence par deux lampes. Dans ce dispositif, le changement de fréquence est obtenu électroniquement, la grille triode oscillatrice étant reliée à la grille 3 de l'hexode.

On sait que, dans une hexode, la grille 3 contrôle la pente de la lampe. Cette grille 3, reliée à l'oscillateur, va donc faire varier la pente de l'hexode à la fréquence de l'oscillateur.

C'est cette action qui provoque le changement de fréquence.

On conçoit aisément l'importance de la valeur de la tension oscillatrice sur le rendement de l'étage changeur de fréquence, puisque la valeur de cette tension oscillatrice influe sur la pente, donc, en définitive, sur le gain d'étage.

On peut tracer la courbe de la variation de la pente de conversion de la lampe en fonction des tensions HF de l'oscillatrice.

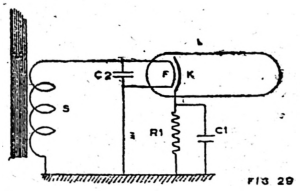


Montage changeur de fréquence adopté sur un récepteur professionnel. La partie triode de la 6E8 fonctionne avec la triode 6C5 en oscillatrice.

Changement de fréquence électronique. Ce montage offre de notables avantages surtout sur O.C.

Cette courbe comporte un maximum aplati qui laisse une certaine tolérance aux valeurs optima des tensions HF.

Lorsque l'on veut utiliser certains systèmes d'oscillateurs, nécessités par une recherche de la stabilité de la fréquence



Alimentation du filament d'une lampe oscillatrice ou changeuse de fréquence. Le condensateur C2 = 0,1 MF est connecté au ras du culot de la lampe.

émise, il peut être indispensable d'employer une lampe séparée car, dans les triodes-hexodes ou triodes-heptodes, la cathode est commune à l'élément triode et à l'élément hexode ou heptode. De même, on peut être amené à rechercher des lampes ayant des caractéristiques différentes pour la partie oscillatrice.

Dans ce cas, on utilise généralement un tube de caractéristique convenable pour le montage adopté de l'oscillateur et on injecte la tension oscillatrice en utilisant la grille 3 d'une triode-hexode. Il existe évidemment une quantité de solutions à ces problèmes, mais c'est généralement les dispositifs précités qui sont employés actuellement.

DISPOSITIF OSCILLATEUR

Il est évident que la difficulté de la réalisation d'un oscillateur HF fonctionnant convenablement varie avec la fréquence sur lequel on le fait travailler et qu'il est d'autant plus difficile à réaliser que la fréquence est plus élevée et la gamme couverte plus grande. Ainsi, si l'on peut admettre comme convenable dans la plupart des réalisations commerciales, le fonctionnement d'un oscillateur sur la gamme P. O., où les fréquences varient de 1.000 à 2.000 kilocycles, il apparaît difficile de se contenter des possibilités que donne un oscillateur fonctionnant sur O. C., et couvrant une gamme s'étendant d'environ 6.000 à 18.000 kilocycles, et ayant ainsi une variation de 12.000 kilocycles. Cela implique une disproportion entre la capacité variable qui détermine la variation de fréquence et le bobinage utilisé. De ce fait, il devient presque impossible de maintenir dans la zone optima les tensions HF obtenues. Si toutefois on veut leur conserver un faible pourcentage d'harmoniques. Par conséquent, la pente de conversion de la lampe s'effondre et le rendement de l'étage en O. C. devient médiocre. Pour cette première raison, il apparaît donc indispensable, si l'on veut prétendre à un fonctionne-

ment convenable du récepteur en O. C., de limiter la capacité du condensateur variable.

Il existe évidemment des procédés utilisant des dispositifs à capacités fixes en série parallèles sur l'élément variable et qui amènent la variation de celui-ci à une valeur suffisamment faible pour que les variations de tension HF soient tolérables. Mais ce système n'est pas sans amortir d'une façon importante les circuits oscillateurs. Ce qui signifie qu'il y a une production importante d'harmoniques qui peuvent toujours être l'origine de sifflements d'interférence et gêner par conséquent l'audition des émetteurs.

Il apparaît donc essentiel d'avoir une capacité variable de faible valeur et d'excellent isolement au point de vue HF. On peut admettre une valeur de 130 cm. environ, comme bonne. En outre, on peut difficilement obtenir une grande stabilité de fonctionnement lorsque la capacité en parallèle sur le bobinage oscillateur est trop faible. Par conséquent, il sera judicieux de prévoir un « trimmer » de bonne qualité, toujours pour ne pas amortir le circuit oscillateur et qui sera susceptible d'amener l'ensemble des capacités résiduelles à environ 50 cm. De cette façon, nous aurons une variation de fréquence, qui sera de l'ordre de $\frac{f1}{f2} = \sqrt{\frac{\text{capacité maximum}}{\text{capacité résiduelle}}} + 1$, soit environ 1,8.

Cette valeur permet de couvrir avec deux bobinages la gamme O. C., une première commutation donnant 6 Mc — 10,8 Mc. une seconde 10,5 Mc — 18,9 Mc.

De même, la gamme P. O. est couverte en deux fois.

On peut utiliser avantageusement des C.V. à cases divisables qui permettent d'obtenir 2 fois 460 cm pour la gamme P. O. et

2 fois 130 cm pour la gamme O. C. par un dispositif de commutation.

Certains inconvénients apparaissent spécialement sur la gamme O. C.

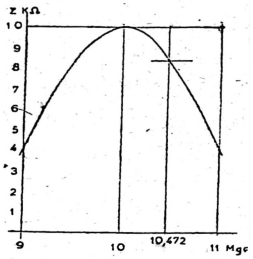


FIG 30

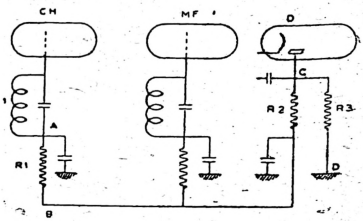


FIG. 31

En O.C., l'impédance de la self grille d'entrée du récepteur est encore importante à 472 kilocycles de la fréquence d'accord (fig. 30). Si l'oscillatrice est couplée au circuit d'entrée des tensions importantes (plusieurs volts HF) sont susceptibles d'être appliquées à la grille modulatrice de la changeuse de fréquence.

A ce moment (fig. 31) il y a apparition d'un courant grille modulatrice qui fait apparaître sur la ligne d'antifading des tensions qui se partagent selon le système R1, R2, R3. Le fonctionnement de l'antifading est profondément perturbé.

Dans le cas des moyennes fréquences à 472 Kilocycles, la fréquence de l'hétérodyne ne diffère de la fréquence sur laquelle est réglé le circuit d'accord que de cette valeur. Comme il est très difficile, sauf en utilisant des blindages extrêmement

soignés, de réaliser une séparation parfaite des circuits hétérodynes et d'accord, on voit apparaître aux bornes du circuit d'accord, du fait de la mauvaise sélectivité qu'il a à ces fréquences, des tensions importantes provoquées par l'oscillatrice. Ces tensions sont susceptibles de faire apparaître un courant grille modulatrice qui, entre autres actions, perturbe l'action de l'antifading.

On a beaucoup parlé du glissement de fréquence, provoqué par l'action de l'antifading, qui fait varier la tension-plaque en faisant varier le débit des lampes contrôlées.

En fait, on constate que cette action est tellement minime avec les lampes triodes-hexodes, lorsque le circuit accordé de l'oscillateur est dans la plaque, que l'on ne peut, pour des récepteurs de concert, la prendre en considération.

LA COMMANDE UNIQUE

Le dispositif de commande unique, adopté actuellement, consiste à régler simultanément le circuit d'accord d'entrée et le circuit oscillateur avec 2 condensateurs variables identiques, montés de la même façon sur un axe commun.

L'écart de fréquence (472 Kc, en général) qui doit apparaître entre le circuit d'accord d'entrée et le circuit oscillateur est obtenu par l'utilisation d'un bobinage oscillateur de valeur convenable et l'adjonction au condensateur variable réglant ce circuit, d'une capacité en parallèle : trimmer, et d'une capacité en série : padding.

Il résulte de ce système, dont le fonctionnement a été trop

souvent décrit pour être repris, que l'on peut obtenir dans une gamme trois points où la solution de commande unique est parfaite.

C'est-à-dire que, pour ces trois points, l'écart de fréquence

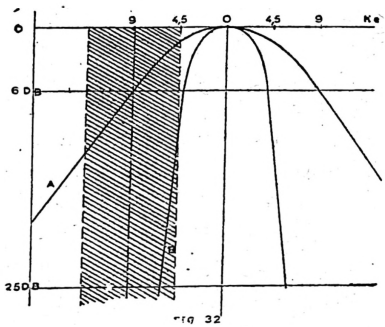


fig 32

La courbe B représente la courbe du circuit d'entrée que l'on pourrait souhaiter s'il n'y avait la commande unique. Du fait que les circuits grille et oscillatrice ne se suivent pas exactement tout le long de la gamme et que l'antenne est un élément variable, on ne peut chercher une sélectivité plus marquée que la courbe A. On voit immédiatement que l'émetteur voisin distant de 9 kilocycles (en grisé) n'est pratiquement pas rejeté par le circuit d'entrée.

entre le circuit d'accord et le circuit oscillateur est exactement égal à la valeur de la MF.

En dehors de ces trois points, l'écart de fréquence entre le circuit d'accord et le circuit oscillateur a seulement une valeur approchée de la moyenne fréquence. Toutefois, si la réalisation est convenable, le fonctionnement du dispositif reste bon, l'erreur étant de l'ordre de 3 Kc. Pour que cette erreur soit tolérable, il suffit que la sélectivité du circuit d'entrée soit telle qu'une bande de 9 kilocycles décalée de 3 kilocycles, au-dessous ou au-dessus passe convenablement dans son ensemble.

C'est-à-dire qu'à environ 7 kilocycles de la porteuse, l'affaiblissement soit au maximum de 6 décibels.

Il y a lieu d'augmenter cette bande passante du fait que l'antenne utilisée et qui peut avoir des caractéristiques extrêmement variables, perturbe l'accord prévu du circuit d'entrée.

On voit donc que le, ou les circuits d'entrée HF, dans le cas d'un étage HF, ne peuvent pratiquement pas avoir d'action sur la séparation des stations proches. L'affaiblissement à 9 kilocycles de la porteuse, provenant de ces circuits, ne pouvant qu'être très faible.

On peut tracer une courbe représentant l'écart entre la fréquence obtenue par le circuit oscillateur et la fréquence qu'il devrait avoir. On porte sur l'axe horizontal les fréquences d'accord et sur l'axe vertical les erreurs en kilocycles.

On obtient une courbe qui coupe l'axe horizontal en 3 points qui sont les 3 points de coïncidence, bien connus sous le nom de point trimmer, point self et point padding.

Lorsqu'on analyse le phénomène, on s'aperçoit que, si l'on veut garder des valeurs régulièrement faibles aux erreurs, il importe que les trois points de coïncidence aient des emplacements bien déterminés. L'élément circuit d'entrée étant donné, et celle du condensateur variable d'oscillateur, la solution du problème ne sera bonne qu'autant que les éléments suivants auront des valeurs convenablement ajustées entre elles : fréquence de réglage des MF — self oscillatrice — capacité trimmer — capacité padding.

Les moyennes fréquences étant réglées avant les éléments de la commande unique, on peut considérer leur fréquence comme fixe, mais pas fatalement exacte, car les petits généra-

teurs, utilisés généralement pour ce travail, ne sont pas toujours bien étalonnés et bien rarement stables. Le récepteur non plus n'est pas stable, et l'ensemble représente un élément important d'erreur.

Dans la plupart des blocs, seuls 2 éléments sont variables : d'une part, le trimmer et d'autre part, soit le padding, soit l'inductance de l'oscillateur.

De ce fait, la solution n'est qu'approchée et nécessiterait souvent une modification de la fréquence sur laquelle est réglée la moyenne fréquence pour obtenir un résultat convenable.

La solution du problème est compliquée du souci de faire coïncider l'aiguille du cadran avec les repères des stations. La seule solution de l'alignement est donnée par la substitution, à la monocommande, d'un dispositif provisoire de commande séparée des condensateurs d'accord et d'hétérodyne. Ce procédé a fait l'objet de publication excellente et il n'y a pas lieu de reprendre ces textes. L'inconvénient principal d'un alignement incorrect est de provoquer un rapport signal/perturbateur très mauvais s'accompagnant généralement du sifflement de fréquence 9 Kc.

CIRCUIT D'ENTRÉE

Les caractéristiques que doivent présenter les dispositifs d'accord d'entrée sont les suivantes :

— Présenter une sélectivité suffisante pour assurer en fonction de la fréquence choisie comme intermédiaire le rejet de la fréquence image.

— Assurer un gain en tension aussi grand que possible et

aussi régulier que possible, sur l'ensemble de la gamme couverte par la variation du condensateur variable.

— Du fait de la commande unique, qu'il est de règle d'adopter, rendre admissibles les écarts qui existent pour certains réglages entre la fréquence de résonance sur laquelle ils sont accordés, et l'onde incidente déterminée par l'oscillateur et la MF.

— Admettre des antennes de dimensions différentes, sans que le rendement du récepteur soit perturbé.

Ces caractéristiques, déjà, sont contradictoires. En outre, il serait souhaitable que le circuit d'entrée ait une sélectivité aussi bonne que possible, de façon à réduire la bande passante des tensions appliquées à la grille de la première lampe et par conséquent, la valeur résultante de certaines perturbations.

La solution généralement adoptée actuellement sur la gamme P. O. consiste à utiliser un couplage inductif entre la bobine de grille qui forme secondaire, et un primaire qui est directement inséré dans le circuit d'antenne. Ce primaire, qui comporte un nombre de tours beaucoup plus élevé que le secondaire, forme un couplage que l'on appelle à grande inductance qui favorise en général les fréquences les plus basses de la gamme couverte. Pour relever le gain sur les fréquences les plus élevées, on complète le couplage par une très faible liaison capacitive entre l'antenne et la grille.

Cette solution peut être considérée comme convenable, dans le cas des réalisations commerciales courantes, encore qu'elle ne soit pas sans présenter des défauts appréciables.

Le fait de réduire la largeur de la bande de fréquence couverte par la variation du condensateur d'accord est favorable à une réalisation de qualité.

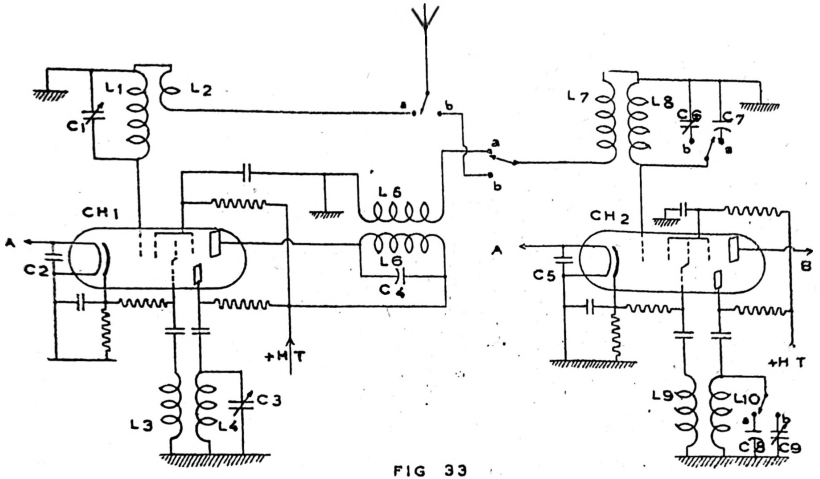


FIG 33

Dispositif à double changement de fréquence.

En position a des commutateurs, le dispositif de double changement est utilisé.

En position b, on utilise le dispositif habituel d'un seul changement de fréquence.

Le double changement de fréquence est utilisé uniquement sur O.C.

La première changeuse CH1 fonctionne sur 1.500 Kilocycles. Le transformateur L5, L6 est réglé sur 1.500 kilocycles. Il peut être réalisé, par 2 bobines distantes de 2 mm. constituées chacune par 100 spires sur un mandrin de 15 mm de diamètre. Le primaire est accordé par une capacité ajustable C4.

Les bobinages L7, L8 sont les bobinages d'entrée de la gamme P.O. du bloc habituel. L9 et L10 les bobinages oscillateurs correspondants. Les condensateurs C7 et C8 sont des ajustables de très faible capacité qui permettent de régler le récepteur sur 1.500 kilocycles.

En mettant le commutateur en position a, la lampe CH2 qui est une changeuse 472 kilocycles est donc réglée d'une façon fixe pour recevoir une onde incidente de 1.500 kilocycles. Elle est reliée par le transfo L5 L6 à la lampe CH1 qui opère le premier changement de fréquence à 1.500 kilocycles. L'intérêt de ce dispositif est développé dans le texte.

Il est donc préférable d'utiliser un dispositif couvrant les P. O. en 2 gammes actuellement.

En O. C., on constate dans le cas des moyennes fréquences 472 Kc, que le circuit d'entrée, du fait de sa très faible sélectivité ne rejette pas la fréquence image. Cette fonction essentielle n'étant pas remplie, il est possible, lorsque les O. C. sont couvertes en une seule gamme, de remplacer le circuit accordé d'entrée dont le fonctionnement est déplorable, par une self de choc O. C.

Sur la gamme O.C., la mauvaise qualité des circuits à ces fréquences donne une courbe de résonance très aplatie, sensiblement comme sur la figure ci-dessus pour les réalisations courantes.

Dans le cas du changement de fréquence 472 kilocycles, la fréquence image distante de 944 kilocycles n'est pas rejetée. Dans le cas d'un changement de fréquence 1.600 kilocycles les résultats sont bien meilleurs. En outre, l'action des circuits oscillateurs sur les circuits d'entrée est réduite.

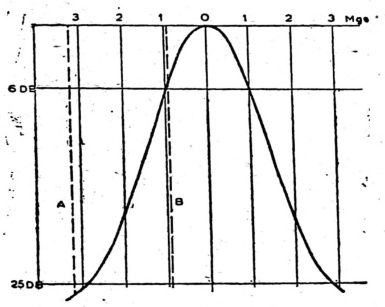


FIG 34

Pour obtenir un rejet convenable de la fréquence image sur O. C., il est nécessaire d'utiliser des MF 1.600 ou 1.800 Kc, ou, si l'on conserve la MF 472 Kc, de multiplier les circuits accordés HF, c'est-à-dire d'utiliser une lampe amplificatrice HF.

Les MF réglées sur 1.600 Kc impliquent ou un récepteur spécial O C., ou un double changement de fréquence.

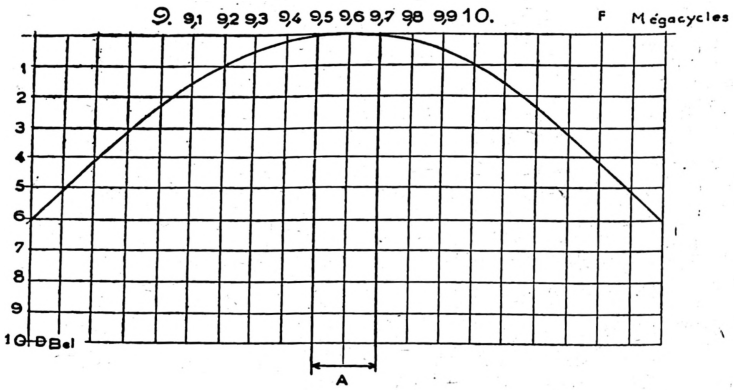


FIG 35

La courbe de résonance très aplatie des circuits d'entrée en O.C. permet dans le cas des bandes étalées de réaliser l'accord du circuit d'entrée par une capacité fixe.

Dans le cas de la bande des 31 mètres, les émetteurs sont répartis entre 9,5 et 9,7 mégacycles, c'est-à-dire qu'ils occupent la largeur de la bande A.

On voit que, si l'on accorde d'une façon fixe sur 9,6 mégacycles, l'affaiblissement est insignifiant à 100 kilocycles de part et d'autre du point d'accord moyen.

Si l'on veut obtenir un fonctionnement correct des circuits d'entrée sur O. C., il est nécessairę de couvrir cette bande en plusieurs gammes de façon que le rapport L/C reste convenable.

On est amené à utiliser un condensateur variable d'environ 70 micromicro et, à la rigueur, de 130 micromicro. La bande O. C. est donc couverte soit en 3, soit en 2 gammes. La qualité des circuits est évidemment bien meilleure que dans la réalisation habituelle.

CIRCUITS HF

La réalisation d'un étage HF permet de réaliser un des circuits accordés HF sans avoir à tenir compte du déréglage provoqué par l'antenne, mais on doit tenir compte de l'action de la commande unique.

RÉGLAGE MANUEL. RECHERCHE DES STATIONS

La commande des circuits à fréquence variable se fait par l'intermédiaire d'un démultiplicateur. Sur P. O., les démultiplicateurs mécaniques généralement utilisés sont d'un fonctionnement satisfaisant. Il n'en est pas de même sur O. C.

Même en couvrant la bande O. C. en 2 ou 3 gammes, le démultiplicateur mécanique habituel est d'un fonctionnement absolument défectueux. En effet :

Le réglage sur une station est manuellement difficile.

Il est impossible de repérer un émetteur pour reprendre ultérieurement son écoute. (Sauf quelques émetteurs exceptionnellement puissants).

L'acuité du réglage est telle que l'on passe facilement sur une émission sans la déceler.

On a donc réalisé différents démultiplicateurs, dont certains sont mécaniques et d'autres électriques.

Ces systèmes pallient l'ensemble ou quelques-uns seulement des inconvénients précités.

Dispositif mécanique.

Le système à deux rapports de démultiplication est nécessaire sur les récepteurs de concert parce que l'on ne peut pas utiliser une démultiplication trop considérable sur la gamme P. O. Alors que sur cette gamme, une démultiplication convenable est de l'ordre de 8 à 10, sur O. C., et même en admettant que la bande 6 mégacycles — 18 mégacycles, soit couverte en plusieurs gammes, il est malgré tout nécessaire d'avoir une démultiplication mécanique de l'ordre d'au moins 1 à 100.

Il est évidemment nécessaire que la lecture sur le cadran soit facile, c'est-à-dire qu'elle corresponde à un développement considérable et à un très grand nombre de points de lecture. Ceci est nécessaire si l'on veut pouvoir retrouver ultérieurement une émission déjà repérée.

Un système de cadran avec double lecture donne en général de 2.000 à 4.000 points de lecture. Si l'on admet que l'on couvre au maximum 8 mégacycles dans une gamme, cela permet de faire des lectures pour 4 kilocycles, et, par conséquent, de retrouver assez facilement un émetteur.

C'est, en général, ce dispositif qui est utilisé sur les récepteurs de trafic.

Un dispositif très souvent utilisé dans les récepteurs de concert est celui dit des bandes étalées.

Etant donné que les émetteurs de concert n'occupent, en principe, que des bandes assez étroites dans l'ensemble des gammes

O. C., on réalise un dispositif à commutation multiple qui ne donne chaque fois que la bande assez étroite où se trouvent localisés les émetteurs de concert.

Différents systèmes ont été utilisés pour arriver à ce résultat.

DISPOSITIF DE BANDES ÉTALÉES

Un système de capacités disposé en série parallèles avec le condensateur variable, limite la variation de celui-ci ainsi que

Exemple de réalisation de bandes étalées.

Sur l'axe du CV inutilisé en O.C. étalées, est fixée une lame en aluminium qui se déplace devant l'oscillatrice O.C. Les différentes gammes sont déterminées par des capacités fixes commutables. Le circuit d'entrée est réalisé par une self de choc O.C.

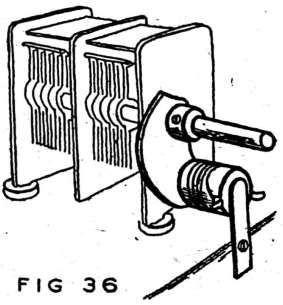


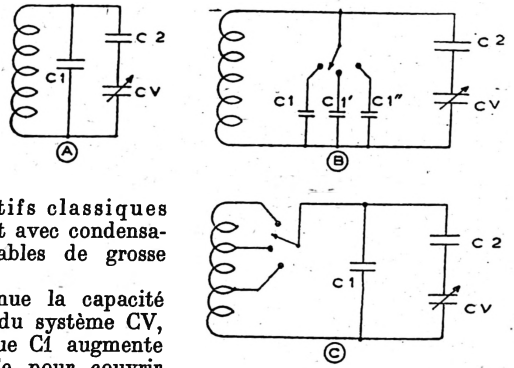
FIG 36

le minimum et le maximum de sa capacité, et elle permet de couvrir une très faible bande de fréquence.

On peut réaliser ce dispositif en utilisant un seul bobinage pour toute la bande O. C., et un système additionnel de capacités fixes, ou en utilisant plusieurs bobinages, ce qui est préférable. Une solution combinée de ces deux dispositifs est possible. On peut également réaliser un dispositif de bandes étalées en faisant varier la valeur de l'inductance. Dans ce cas, la capacité

aux bornes du circuit accordé est fixe pour une bande donnée et on déplace dans le champ de la bobine, soit un noyau plongeur qui augmente la valeur de l'inductance, par sa présence, soit

FIG 37



Dispositifs classiques d'étalement avec condensateurs variables de grosse capacité.

C2 diminue la capacité maximum du système CV, C2 alors que C1 augmente la résiduelle pour couvrir les différentes gammes ; on peut avoir soit une série de capacités fixes commutables, soit un bobinage à prise ou combiner les 2 systèmes. La régularité de la largeur de bande couverte sur chaque gamme n'offre qu'un intérêt réduit pour l'usager d'un poste de concert. Il importe simplement de permettre un réglage facile du récepteur sur une émission.

un disque en aluminium qui diminue à son approche la valeur de l'inductance. On peut utiliser soit une seule capacité fixe et un bobinage à prise, soit un seul bobinage et une série de capacités commutables en parallèle, soit une combinaison de ces deux systèmes pour couvrir successivement les bandes des émetteurs de concert.

Dans ce système, la commande du noyau plongeur ou du

disque d'aluminium est solidaire de la commande du condensateur variable qui est utilisé en P. O.

Différents mécanismes simples sont utilisés pour obtenir ce résultat.

Ce système de bandes étalées permet de conserver une lecture très facile sur le cadran du récepteur, parce que, en général, la variation de fréquence pour une bande quelconque est plus faible que la variation d'un mégacycle, qui existe sur la gamme P. O., et dont la lecture est déjà facile.

Un anneau ou un disque en métal non magnétique se déplaçant devant un bobinage fait varier la fréquence du circuit. On peut utiliser également un noyau plongeur à fer pulvérisé, comme sur les transfos MF. Dans le premier cas, la fréquence propre du circuit augmente lorsqu'on approche le métal. Dans le second cas, elle diminue. Une série de capacités fixes commutables permet de déterminer les gammes couvertes.

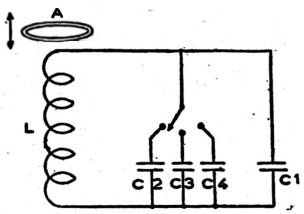


FIG 38

On peut également utiliser un condensateur variable dont les cases soient divisables et qui ait, par exemple, une case disponible d'environ 40 cm. pour les O. C.

Dans ce cas, on peut utiliser pour les circuits oscillants, soit une self à prise, soit une self fixe avec des capacités commutables en parallèle ; pour chaque position du commutateur,

l'accord variable se fait par l'élément de 50 cm. du condensateur habituel.

On peut réaliser un système simplifié de ce dispositif en montant, sur l'axe du condensateur variable habituel, une petite capacité variable à une seule case et qui n'agira que sur le circuit hétérodyne, le circuit d'accord étant une self de choc.

Enfin, un dernier dispositif plus rudimentaire consiste à disposer d'une petite capacité vernier à commande indépendante et qui permet d'explorer facilement les fréquences O. C., mais qui rend impossible le repérage précis d'un émetteur.

Un dernier dispositif peut être réalisé avec une lampe de glissement.

Nous rappelons rapidement que, lorsque l'on fait varier le coefficient d'amplification d'une lampe tout se passe comme si la capacité d'entrée de cette lampe variait.

On peut également réaliser un montage où la lampe joue le rôle d'une inductance variable.

En utilisant une lampe à pente variable, type 6K7 ou EF9, on obtient des variations de capacité d'entrée de l'ordre de 20 micromicro, ce qui est suffisant avec une inductance convenable, pour couvrir une bande des émetteurs de concert.

Pour faire varier cette capacité, on agit sur la pente de la lampe, donc sur sa polarisation de grille, c'est-à-dire que le bouton de commande entraînera un potentiomètre.

BIBLIOGRAPHIE

BARKAUSEN. — Les tubes à vide et leurs applications.

BEDEAU. — Théorie et technique du bruit de fond.

MESNY. — Radio électricité générale.

En dehors de ces ouvrages de base, on pourra consulter des ouvrages de complément et particulièrement :

Les bulletins et revues techniques
PHILIPS
et
MINIWATT

et :

Notions complémentaires
sur les tubes électroniques de CHAUVIERRE.

TABLE DES MATIÈRES

Pages

CHAPITRE PREMIER

Prélimimaires.

Eléments du problème 11
Caractéristiques des courants HF modulés 12
Amplification 14
Appréciation de l'amplification 15
Eléments déterminant le gain 17
Facteur de qualité 17

CHAPITRE II

La détection.

Détection diode classique 21
Distorsion 26
Détection des faibles tensions 28
Inconvénients de la détection diode classique dans le cas des faibles tensions 30
Distorsion dans le cas des faibles tensions 31
Détection biphasée 31
Conclusion 35

CHAPITRE III

Antifading et V.C.A.

Propagation 37
Fonctions des dispositifs antifading ou V.C.A. 39
Principe 40
Perturbations provoquées par le V.C.A. 41
Dispositifs V.C.A. à 2 diodes 44
Action du V.C.A. sur la sensibilité maximum 46
Action du V.C.A. sur l'accord 47
Valeurs des caractéristiques dans l'antifading 47

Antifading non différé sans polarisation cathodique variable. 50
Antifading non différé avec polarisation cathodique variable. 51
Antifading différé avec polarisation cathodique variable..... 53

CHAPITRE IV

Perturbations, champs des émetteurs, détermination de la sensibilité.

Perturbations dans les récepteurs 57
Champ des émetteurs 62
Sensibilité des récepteurs 64

CHAPITRE V

Amplification et sélectivité.

Considérations générales 65

CHAPITRE VI

Dispositifs moyenne fréquence.

Préambule 69
Gain et sensibilité 70
Réalisation pratique 73
Bande passante, musicalité 75
Couplage des transfos MF 77

CHAPITRE VII

Dispositif changeur de fréquence.

Préambule 85
Lampes 86
Dispositif oscillateur 88
La commande unique 91
Circuit d'entrée 94
Double changement de fréquence 96
Circuit HF 99
Réglage manuel, recherche des stations 99
Dispositif de bandes étalées 101

ACHEVÉ D'IMPRIMER LE 15 MAI 1946
AUX IMPRIMERIES PARISIENNES RÉUNIES
(RAYMOND SEGUIN, IMPRIMEUR),
10, FAUBOURG MONTMARTRE, PARIS (9e).
47789-4-46

280